

Untersuchungen
spezieller Brückenschaltungen auf ihre
Anwendungsmöglichkeiten als Filter

Dissertation
zur Erlangung des Grades
„Doktor der Naturwissenschaft“
am Fachbereich Physik
der Johannes Gutenberg-Universität
in Mainz

Ulrich Kebbel
geb. in Berlin

Mainz 1979

Untersuchungen
spezieller Brückenschaltungen auf ihre
Anwendungsmöglichkeiten als Filter

Dissertation
zur Erlangung des Grades
„Doktor der Naturwissenschaft“
am Fachbereich Physik
der Johannes Gutenberg-Universität
in Mainz

Ulrich Kebbel
geb. in Berlin

Mainz 1979



1. Berichterstatter: Prof. Dr. Dr. W. Herzog
 2. Berichterstatter: Prof. Dr. G. U. Schubert
- Tag der mündlichen Prüfung: 6. Juli 1979

INHALTSVERZEICHNIS

Seite

1.	Einleitung	1
2.	Grundlagen der Filterberechnung	2
3.	Erweiterung gewöhnlicher Brücken	4
3.1	Beidseitige Erweiterung	5
3.2	Doppelte beidseitige Erweiterung	13
4.	Elektronische Differentialbrücke als Abgleich- und Filterbrücke	22
5.	Einflüsse von Verlusten auf die Filterschaltung	33
6.	Untersuchung möglicher Erweiterungs= glieder hinsichtlich ihrer Verwendbar= keit in Filterschaltungen	39
7.	Aufbau beidseitig erweiterter Filter	45
8.	Aufbau doppelt beidseitig erweiterter Filter	102
9.	Filter mit elektronischer Differentialbrücke	160
10.	Aufbau der Meßapparatur	172
11.	Zusammenfassung	174
12.	Literaturverzeichnis	176



Digitized by the Internet Archive
in 2026

1. Einleitung

Im Zuge der Entwicklung der Nachrichtentechnik werden an die verwendeten Netzwerke immer höhere Anforderungen gestellt. Es werden einerseits Netzwerke mit hoher Flankensteilheit und geringer Welligkeit verlangt, andererseits sollen bei ihrem Aufbau möglichst wenige und kleine Bauelemente verwendet werden. Es werden daher Schaltungen gesucht, deren Zweige wirksamer sind als bei anderen Anordnungen.

Durch Aufbau einer symmetrischen Brückenschaltung mit drei verschiedenen Zweigen läßt sich zum Beispiel eine wesentlich günstigere Filterwirkung erzielen als bei einer Brücke mit zwei verschiedenen Zweigen [1]. Jedoch sind damit nicht beliebige Filtereigenschaften zu erreichen.

In der vorliegenden Arbeit wird eine Brücke mit zwei, bzw. drei verschiedenen Zweigen an ihren Anschlußstellen so erweitert, daß sich zusätzliche Elemente in ihr unterbringen lassen. Es soll untersucht werden, welche Erweiterungsarten wieder zu einer symmetrischen Brücke führen und welche Filtereigenschaften erzielbar sind. In diesem Zusammenhang ist die Frage zu klären, ob bei Filtern mit mehreren Erweiterungsgliedern diese verschiedener Art oder gleich sein können. Eine Hilfsschaltung wird gesucht, die ein schnelles und rationelles Abgleichen ermöglicht.

Es ist zu untersuchen, ob sich mit dieser Hilfsschaltung brauchbare Filter herstellen lassen.

Weiterhin sollen diejenigen Bauelementekombinationen ermittelt werden, die als Erweiterungsglieder für den Filterbau geeignet sind.

Abschließend sollen die berechneten Filter aufgebaut und durchgemessen werden.

2. Grundlagen der Filterberechnung

Jede Filterschaltung ist als Vierpolanordnung nach Bild 1 zu verstehen:

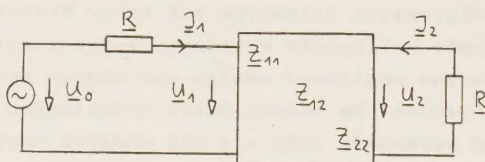


Bild 1. Filterschaltung mit linearem passiven Vierpol.

$\underline{Z}_{ij}$ sind die Elemente der Widerstandsmatrix ($i, j = 1, 2$).

Alle unterstrichenen Größen sind komplex.

Allgemein läßt sich das Betriebsübertragungsmaß $\underline{g}$ eines linearen passiven Vierpols (Bild 1), der auf beiden Seiten mit dem Widerstand $\underline{R}$ abgeschlossen ist, durch die folgende Beziehung angeben[2]:

$$\underline{e}^{\underline{g}} = e^{a+jb} = \frac{\underline{U}_0}{2 \underline{U}_1} = \frac{(\underline{R} + \underline{Z}_{11})(\underline{R} + \underline{Z}_{22}) - \underline{Z}_{12}^2}{2 \underline{R} \underline{Z}_{12}} \quad (2.1)$$

Hierbei sind: a - Betriebsdämpfung

b - Betriebsphasenmaß

Die Elemente $\underline{Z}_{ij}$ der Widerstandsmatrix berechnen sich mit den in Bild 1 angegebenen Strom- und Spannungsrichtungen aus den Gleichungen:

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_{11} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{12} \underline{I}_2$$

$$\underline{U}_2 = \underline{Z}_{12} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{22} \underline{I}_2 \quad (2.2)$$

mit den üblichen Bedingungen von leerlaufendem und kurzgeschlossenem Eingang bzw. Ausgang.

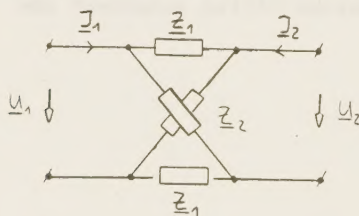


Bild 2. Symmetrische Brücke

Für die symmetrische Brücke (Bild 2) mit den Scheinwiderständen $\underline{Z}_1$ und $\underline{Z}_2$ gilt:

$$\underline{Z}_{11} = \underline{Z}_{22} = \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}{2} \quad \underline{Z}_{12} = \frac{\underline{Z}_2 - \underline{Z}_1}{2} \quad (2.3)$$

Gleichung (2.1) lautet damit:

$$e^{\frac{1}{2}} = \frac{(\underline{R} + \underline{Z}_1)(\underline{R} + \underline{Z}_2)}{\underline{R}(\underline{Z}_2 - \underline{Z}_1)} \quad (2.4)$$

Im allgemeinen werden für eine Filterschaltung die Abschlußwiderstände (Bild 1) reell, und die Brückenarme (Bild 2) als reine Reaktanzen angenommen ($j = \sqrt{-1}$):

$$\underline{R} = R \quad \underline{Z}_1 = jX_1 \quad \underline{Z}_2 = jX_2 \quad (2.5)$$

Weiterhin werden die Blindwiderstände (2.5) auf die Abschlüsse bezogen:

$$\frac{X_1}{R} = X_1' \quad \frac{X_2}{R} = X_2' \quad (2.6)$$

Aus (2.4) erhält man mit (2.5) und (2.6)

$$e^{\frac{1}{2}} = \frac{(1 + jX_1')(1 + jX_2')}{j(X_2' - X_1')} \quad (2.7)$$

Gl. (2.7) läßt sich umformen in:

$$\frac{1}{2} = a + jb = \ln \frac{X_1' + X_2' + j(X_1'X_2' - 1)}{X_2' - X_1'} = \ln(c + jd) \quad (2.8)$$

Aus (2.8) erhält man für die Betriebsdämpfung:

$$a = \frac{1}{2} \ln(c^2 + d^2) = \frac{1}{2} \ln \left[1 + \left(\frac{1 + X_1'X_2'}{X_2' - X_1'} \right)^2 \right] \quad (2.9)$$

Gl. (2.9) liefert sofort zwei wichtige Bedingungen für den Filterbau:

- 1.) Nullstellen des Dämpfungsverlaufes für $X_1' X_2' = -1$
- 2.) Polstellen des Dämpfungsverlaufes für $X_1' = X_2'$ (2.10)

3. Erweiterung gewöhnlicher Brücken

Die symmetrische Brückenschaltung nach Bild 2 mit zwei verschiedenen Zweigen ist in der Literatur ausführlich beschrieben. Sie bildet die Berechnungsgrundlage für alle gebräuchlichen Brückenfilter [2].

Eine wesentlich günstigere Filterwirkung läßt sich durch Aufbau einer symmetrischen Brückenschaltung mit drei verschiedenen Zweigen erreichen (Bild 3 mit $\underline{Z}_4 = \underline{Z}_1$) [1]. Es sind mit dieser Anordnung jedoch nicht beliebige Filtereigenschaften zu erzielen.

In der vorliegenden Arbeit wird versucht, einfache Brücken an ihren Anschlußstellen so zu erweitern, daß Filterschaltungen entstehen, welche die Vorteile einer Brücke mit drei verschiedenen Zweigen aufweisen und zugleich möglichst geringen Einschränkungen unterliegen.

Die Erweiterung einer Brücke kann mit $\tilde{\pi}$ - Gliedern und T - Gliedern vorgenommen werden:

Eine mit $\tilde{\pi}$ - Gliedern erweiterte Brücke (Bilder 4a, 9a) geht nach den Transformationen (3.1) in eine mit T - Gliedern erweiterte Brücke über (Bilder 4b, 9b), deren Zweige sich mit diskreten Bauelementen direkt nicht herstellen lassen. Eine mit T - Gliedern erweiterte Brücke (Bilder 4b, 9b mit den Zweigen $\underline{Z}_1$ bis $\underline{Z}_4$ und den $\underline{s}_i$ als Erweiterungselemente) bildet dagegen eine Brückenschaltung, deren Zweige nur als einfache Serienschaltungen der entsprechenden Brückenglieder und Erweiterungselemente vorliegen. Diese Erweiterungsart wird daher nicht weiter verfolgt.

3.1. Beidseitige Erweiterung

Die Erweiterung wird an den Anschlußstellen 1 und 2 einer Brücke nach Bild 3 vorgenommen:

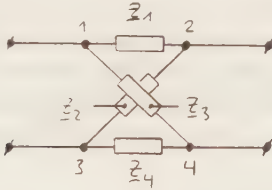


Bild 3 Unsymmetrische Brücke mit verschiedenen Zweigen $\underline{Z}_1$ bis $\underline{Z}_4$

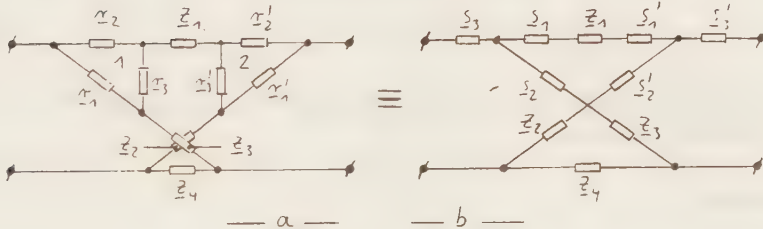


Bild 4. a: Mit Π - Gliedern beidseitig erweiterte unsymmetrische Brücke

b: Zur Berechnung dienende äquivalente Brücke mit T - Gliedern

Nach Dreieck - Stern - Transformation der Π - Glieder $\underline{r}_i$ bzw. $\underline{r}'_i$ (Bild 4a, $i = 1, 2, 3$) lassen sich diese in T - Glieder $\underline{s}_j$ bzw. $\underline{s}'_j$ (Bild 4b, $j = 1, 2, 3$) umwandeln. Es gelten die bekannten Beziehungen:

$$\underline{s}_1 = \frac{\underline{r}_2 \underline{r}_3}{\underline{r}_1 + \underline{r}_2 + \underline{r}_3} \quad \underline{s}_2 = \frac{\underline{r}_1 \underline{r}_3}{\underline{r}_1 + \underline{r}_2 + \underline{r}_3} \quad \underline{s}_3 = \frac{\underline{r}_1 \underline{r}_2}{\underline{r}_1 + \underline{r}_2 + \underline{r}_3} \quad (3.1)$$

Eingangs- und Ausgangsleerlaufwiderstand der Brücke Bild 4b lauten:

$$\underline{Z}_{11} = \underline{s}_3 + \frac{(\underline{Z}_1 + \underline{s}_1 + \underline{s}'_1 + \underline{Z}_2 + \underline{s}_2)(\underline{Z}_3 + \underline{s}_2 + \underline{Z}_4)}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3 + \underline{Z}_4 + \underline{s}_1 + \underline{s}'_1 + \underline{s}_2 + \underline{s}'_2} \quad (3.2)$$

$$\underline{z}_{21} = \underline{s}_3' + \frac{(\underline{z}_1 + \underline{s}_1 + \underline{s}_1' + \underline{z}_3 + \underline{s}_2)(\underline{z}_2 + \underline{s}_2' + \underline{z}_4)}{\underline{z}_1 + \underline{z}_2 + \underline{z}_3 + \underline{z}_4 + \underline{s}_1 + \underline{s}_1' + \underline{s}_2 + \underline{s}_2'} \quad (3.3)$$

Der Berechnungsgang, der zur Formel (2.8) mit der Betriebsdämpfung a (2.9) führt, setzt einen symmetrischen Brückenvierpol (Bild 2), d.h. einen Vierpol, dessen eingangs- und ausgangsseitige Leerlaufwiderstände gleich sind, voraus. Gleichsetzen von (3.2) und (3.3) liefert nach kurzer Umformung:

$$\begin{aligned} (\underline{s}_3 - \underline{s}_3')(\underline{z}_1 + \underline{z}_2 + \underline{z}_3 + \underline{z}_4 + \underline{s}_1 + \underline{s}_1' + \underline{s}_2 + \underline{s}_2') = \\ = (\underline{z}_1 + \underline{s}_1 + \underline{s}_1' - \underline{z}_4)(\underline{z}_2 + \underline{s}_2' - \underline{z}_3 - \underline{s}_2) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Eine Vereinfachung der Bedingungsgleichung (3.4) ist mit der Spezialisierung

$$\underline{s}_3 = \underline{s}_3' \quad (3.5)$$

möglich.

Mit (3.4) und (3.5) erhält man:

$$(\underline{z}_1 + \underline{s}_1 + \underline{s}_1' - \underline{z}_4)(\underline{z}_2 + \underline{s}_2' - \underline{z}_3 - \underline{s}_2) = 0 \quad (3.6)$$

Für die Lösung von (3.6) gibt es zwei, aus Bild 4b mit (3.5) bereits ablesbare, Möglichkeiten:

$$\text{a) } \underline{z}_1 + \underline{s}_1 + \underline{s}_1' = \underline{z}_4 \quad (3.7)$$

$$\text{b) } \underline{z}_2 + \underline{s}_2' = \underline{z}_3 + \underline{s}_2 \quad (3.8)$$

Die Möglichkeit a) (3.7) scheidet aus, da in diesem Fall die Brückenscheinwiderstände $\underline{z}_1$, $\underline{z}_4$ nicht unabhängig von den Größen $\underline{s}_1$, $\underline{s}_1'$ wählbar sind.

Die Möglichkeit b) (3.8) erlaubt

$$\underline{s}_2' = \underline{s}_2 \quad (3.9)$$

$$\underline{z}_2 = \underline{z}_3 \quad (3.10)$$

d.h. die Brückenscheinwiderstände (3.10) können unabhängig von den Größen $\underline{s}_i$ gewählt werden.

Die Bedingung (3.9) bedeutet mit (3.5), daß an beiden Filterabschlüssen zweckmäßig identische Erweiterungsglieder eingesetzt werden:

$$\underline{S}_j' = \underline{S}_j \quad (j = 1, 2, 3) \quad (3.11)$$

Die weitere Behandlung der Brücke Bild 4 mit den genannten Bedingungen (identische Erweiterungsglieder, $\underline{Z}_3 = \underline{Z}_2$) erfolgt gemäß Bild 5:

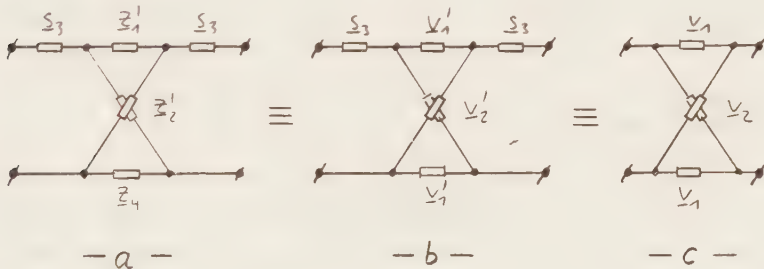


Bild 5. Zweifach erweiterte Brücke

Hierbei gilt:

$$\underline{Z}_1' = \underline{Z}_1 + 2\underline{S}_1 = \underline{Z}_1 + 2 \frac{\underline{T}_2 \underline{T}_3}{\underline{T}_1 + \underline{T}_2 + \underline{T}_3} \quad (3.12)$$

$$\underline{Z}_2' = \underline{Z}_2 + \underline{S}_2 = \underline{Z}_2 + \frac{\underline{T}_1 \underline{T}_3}{\underline{T}_1 + \underline{T}_2 + \underline{T}_3} \quad (3.13)$$

Beim Transformationsschritt des Vierpols Bild 5a mit den Elementen $\underline{Z}_1'$, $\underline{Z}_2'$, $\underline{Z}_4$ in den Vierpol Bild 5b mit den Elementen $\underline{V}_1'$ und $\underline{V}_2'$ werden die entsprechenden Widerstandsmatrizen verglichen.

Leerlaufwiderstände und Kernwiderstand der Brücke Bild 5a ohne die Längswiderstände $\underline{S}_3$ lauten:

$$\underline{Z}_{11}' = \underline{Z}_{22}' = \frac{(\underline{Z}_1' + \underline{Z}_2')(\underline{Z}_2' + \underline{Z}_4)}{\underline{Z}_1' + 2\underline{Z}_2' + \underline{Z}_4} \quad (3.14)$$

$$\underline{z}'_{12} = \frac{\underline{z}_2^2 - \underline{z}'_1 \underline{z}_4}{\underline{z}'_1 + 2 \underline{z}'_2 + \underline{z}_4} \quad (3.15)$$

Leerlaufwiderstände und Kernwiderstand der Brücke Bild 5b ohne die Längswiderstände $\underline{s}_3$ lauten nach (2.3):

$$\underline{v}'_{11} = \underline{v}'_{22} = \frac{\underline{v}'_1 + \underline{v}'_2}{2} \quad (3.16)$$

$$\underline{v}'_{12} = \frac{\underline{v}'_2 - \underline{v}'_1}{2} \quad (3.17)$$

Durch Vergleichen von (3.14) mit (3.16) und (3.15) mit (3.17) erhält man:

$$\frac{\underline{v}'_1 + \underline{v}'_2}{2} = \frac{(\underline{z}'_1 + \underline{z}'_2)(\underline{z}'_2 + \underline{z}_4)}{\underline{z}'_1 + 2 \underline{z}'_2 + \underline{z}_4} \quad (3.18)$$

$$\frac{\underline{v}'_2 - \underline{v}'_1}{2} = \frac{\underline{z}_2^2 - \underline{z}'_1 \underline{z}_4}{\underline{z}'_1 + 2 \underline{z}'_2 + \underline{z}_4} \quad (3.19)$$

Addition von (3.18) und (3.19) ergibt:

$$\underline{v}'_2 = \underline{z}'_2 \quad (3.20)$$

Subtrahiert man (3.19) von (3.18), dann folgt:

$$\underline{v}'_1 = \frac{2 \underline{z}'_1 \underline{z}_4 + \underline{z}'_2 (\underline{z}'_1 + \underline{z}_4)}{\underline{z}'_1 + 2 \underline{z}'_2 + \underline{z}_4} \quad (3.21)$$

Als letzter Transformationsschritt in Bild 5 werden die beiden gleichen Längswiderstände $\underline{s}_3$ in die Brücke hineingenommen, d.h. zu den Scheinwiderständen $\underline{v}'_1$ und $\underline{v}'_2$ addiert.

$$\underline{v}_1 = \underline{v}'_1 + \underline{s}_3 \quad (3.22)$$

$$\underline{v}_2 = \underline{v}'_2 + \underline{s}_3 \quad (3.23)$$

Mit (3.12), (3.21) und (3.22) nimmt der Scheinwiderstand $\underline{v}_1$

das Aussehen an:

$$\underline{v}_1 = \underline{s}_3 + \frac{2(\underline{z}_1 + 2\underline{s}_1)\underline{z}_4 + (\underline{z}_2 + \underline{s}_2)(\underline{z}_1 + 2\underline{s}_1 + \underline{z}_4)}{\underline{z}_1 + 2\underline{s}_1 + 2(\underline{z}_2 + \underline{s}_2) + \underline{z}_4} \quad (3.24)$$

Der Scheinwiderstand $\underline{v}_2$ bekommt mit (3.13), (3.20) und (3.23) die Form:

$$\underline{v}_2 = \underline{z}_2 + \underline{s}_2 + \underline{s}_3 \quad (3.25)$$

Um eine bildliche Darstellung des Scheinwiderstandes $\underline{v}_1$ zu erreichen, wird in (3.24) der Scheinwiderstand $\underline{z}_4$ aus dem Zähler des Bruches abgespalten und der Rest in eine Serien - Parallelschaltung von Widerständen überführt:

$$\underline{v}_1 = \underline{s}_3 + \underline{z}_4 + \frac{\left(\frac{\underline{z}_1 - \underline{z}_4}{2} + \underline{s}_1\right) \cdot (\underline{z}_2 + \underline{s}_2 + \underline{z}_4)}{\frac{\underline{z}_1 - \underline{z}_4}{2} + \underline{s}_1 + \underline{z}_2 + \underline{s}_2 + \underline{z}_4} \quad (3.26)$$

Der Scheinwiderstand $\underline{v}_1$ läßt sich nach (3.26) folgendermaßen darstellen:

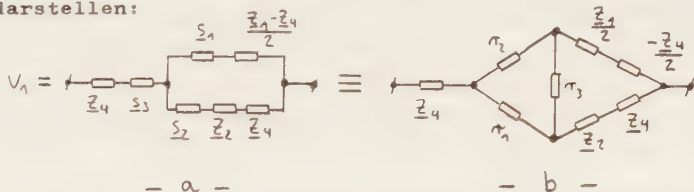


Bild 6. Darstellung des Scheinwiderstandes $\underline{v}_1$

In der Darstellung Bild 6 sind die Dreieck - Stern - Transformierten $\underline{s}_i$ nach (3.26) in einem Stern angeordnet. Sie können daher sofort in ein Dreieck mit den originalen Erweiterungswiderständen $\underline{r}_i$ umgewandelt werden (Bild 6b).

Der Scheinwiderstand $\underline{v}_1$ besteht also aus einer unsymmetrischen Zweipolbrücke mit den Elementen $\underline{r}_1$, $\underline{r}_2$, $\underline{r}_3$, $\underline{z}_1$, $\underline{z}_2$, $\underline{z}_4$. Es ist zu bemerken, daß das negative Element $-\underline{z}_4/2$ bei der Umformung von (3.24) in (3.26) zwar formal in Erscheinung tritt, sich jedoch bei der Berechnung des Scheinwiderstandes $\underline{v}_1$ nach (3.24) oder (3.26) weglürzt.

Die Berechnung von $\underline{v}_1$ wird einfacher, wenn man nicht die genannten Formeln verwendet, sondern Gl.(3.1) in (3.24) einsetzt und die sich ergebenden Terme ordnet:

$$\begin{aligned}
 \underline{v}_1 = & \frac{1}{(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)(\underline{z}_1 + 2\underline{z}_2 + \underline{z}_4) + 2\tau_3(\tau_1 + \tau_2)} \cdot \\
 & \cdot \left[(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)(2\underline{z}_1\underline{z}_4 + \underline{z}_1\underline{z}_2 + \underline{z}_2\underline{z}_4) + \right. \\
 & + \tau_1\underline{z}_2(\underline{z}_1 + 2\underline{z}_2 + \underline{z}_4) + \\
 & \left. + \tau_3(4\underline{z}_2\underline{z}_4 + 2\tau_1\underline{z}_2 + 2\underline{z}_2\tau_2 + \tau_1\underline{z}_4) \right] \quad (3.27)
 \end{aligned}$$

Für den Scheinwiderstand $\underline{v}_2$ erhält man mit (3.25) und (3.1):

$$\underline{v}_2 = \underline{z}_2 + \frac{\tau_1(\tau_2 + \tau_3)}{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3} \quad (3.28)$$

Der Scheinwiderstand $\underline{v}_2$ nimmt nach (3.25) und (3.28) das Aussehen an:



Bild 7. Scheinwiderstand $\underline{v}_2$

Einen interessanten Spezialfall stellt die vereinfachte Erweiterung eines symmetrischen Brückenfilters (Bild 5 mit $\underline{z}_4 = \underline{z}_1$) dar:

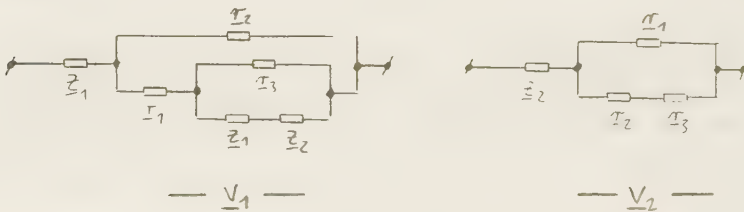


Bild 8. Scheinwiderstände eines vereinfacht erweiterten symmetrischen Brückenfilters

$$\underline{V}_1(\underline{z}_4 = \underline{z}_1) = \underline{z}_1 + \frac{\underline{\tau}_2(\underline{\tau}_1 + \underline{\tau}_3)(\underline{z}_1 + \underline{z}_2) + \underline{\tau}_1 \underline{\tau}_2 \underline{\tau}_3}{(\underline{\tau}_1 + \underline{\tau}_2 + \underline{\tau}_3)(\underline{z}_1 + \underline{z}_2) + \underline{\tau}_3(\underline{\tau}_1 + \underline{\tau}_2)} \quad (3.29)$$

$$\underline{V}_2(\underline{z}_4 = \underline{z}_1) = \frac{\underline{\tau}_1(\underline{\tau}_2 + \underline{\tau}_3)}{\underline{\tau}_1 + \underline{\tau}_2 + \underline{\tau}_3} \quad (3.30)$$

Weitere Spezialfälle ($\underline{z}_1 = 0$, $\underline{z}_2 = 0$, $\underline{z}_4 = 0$) lassen sich nach Bild 6 bzw. Bild 7 aus den Formeln (3.24) und (3.25) ohne Schwierigkeiten ableiten.

Der ebenfalls interessante Spezialfall $\underline{z}_4 = \infty$ (Bild 5) läßt sich dagegen nicht ohne weiteres aus Bild 6 bzw. der Formel (3.24) ableiten, da die Umformung (3.24) in (3.26) an einen endlichen Wert von $\underline{z}_4$ gebunden ist. Aus Formel (3.24) erhält man für $\underline{z}_4 = \infty$:

$$\underline{V}_1(\underline{z}_4 = \infty) = 4\underline{z}_1 + \underline{z}_2 + \underline{z}_3 + 2\underline{z}_1 + \underline{z}_2 \quad (3.31)$$

Eine direkte Darstellung von (3.31) durch die originalen Erweiterungswiderstände $\underline{r}_i$ ist nicht möglich.

Nach Kap. 6 (Bild 25) ist die Transformierte $\underline{s}_1$ in den Anordnungen a und c der Erweiterungsglieder eine Reaktanz, während die einzeln nicht darstellbaren Transformaten $\underline{s}_2$ bzw. $\underline{s}_3$ in der Zusammenfassung $\underline{s}_2 + \underline{s}_3$ ebenfalls eine Reaktanz ergeben. Das Filter kann somit ohne zusätzliche Bedingungen aufgebaut werden.

Für $\underline{V}_1$ erhält man in den Anordnungen a und c:

$$\underline{V}_1(\underline{z}_4 = \infty) = \frac{4 \underline{\tau}_2 \underline{\tau}_3}{\underline{\tau}_1 + \underline{\tau}_2 + \underline{\tau}_3} + \frac{\underline{\tau}_1(\underline{\tau}_2 + \underline{\tau}_3)}{\underline{\tau}_1 + \underline{\tau}_2 + \underline{\tau}_3} + 2\underline{z}_1 + \underline{z}_2 \quad (3.32)$$

Der Brückenweig $\underline{v}_2$ ($\underline{z}_4 = \infty$) ergibt sich auch in diesem Fall nach Formel (3.30) bzw. Bild 7.

In der Anordnung b (Bild 25) dagegen ist - wie bei der Dreieck-Stern-Transformation immer einkalkuliert werden muß - die Größe $\underline{s}_1$ keine Reaktanz.

Wegen des Faktors 4 vor $\underline{s}_1$ in (3.31) kann $\underline{s}_1$ hier in keiner Zusammenfassung $4\underline{s}_1 + \underline{s}_2 + \underline{s}_3$ so aufgenommen werden, damit hieraus eine Reaktanz entsteht. Damit der gesamte Brückenweig wieder eine Reaktanz darstellt, benötigt man in diesem Fall spezielle Scheinwiderstände $\underline{z}_1$ bzw. $\underline{z}_2$, von denen einer die Struktur der Erweiterungsglieder $\underline{s}_j$ aufweisen muß. Dies ist jedoch immer neben erhöhtem Aufwand an Bauelementen mit einschränkenden Bedingungen für die Filtereigenschaften verbunden.

Bei der Berechnung zweifach erweiterter Filter (Kap. 7) zeigt sich, daß die Anordnung b allgemein ungünstige Ergebnisse hinsichtlich der Filtereigenschaften ergibt. Es werden daher in allen Fällen nur die Anordnungen a und c weiter verfolgt.

3.2 Doppelte beidseitige Erweiterung

Durch Einfügen von π -Gliedern in die Anschlußstellen 1 bis 4 einer Brücke nach Bild 3 erhält man das in Bild 9a gezeigte Filter. Bild 9b gibt die zur Berechnung erforderliche Dreieck - Stern - Umwandlung der Erweiterungselemente r_j wieder.

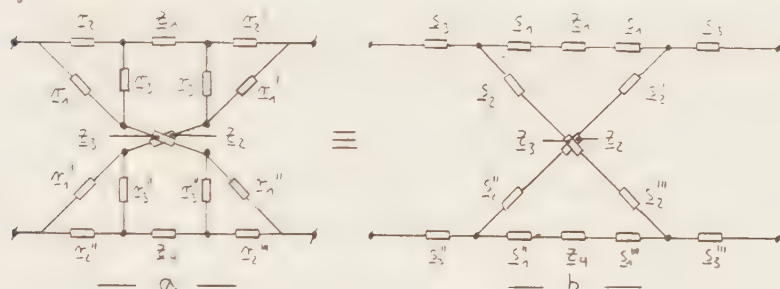


Bild 9. Doppelt beidseitig erweiterte Brücke

Aus Bild 9b läßt sich entnehmen, daß die Schaltung unter folgenden Bedingungen eine symmetrische Brücke mit drei verschiedenen Zweigen darstellt:

$$\begin{aligned} \text{Möglichkeit 1)} \quad & \underline{z}_3 + \underline{z}_3^{\text{II}} = \underline{z}_3^{\text{I}} + \underline{z}_3^{\text{III}} \\ & \underline{z}_2 + \underline{z}_2^{\text{I}} + \underline{z}_2^{\text{II}} = \underline{z}_3 + \underline{z}_2 + \underline{z}_2^{\text{III}} \end{aligned} \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} \text{Möglichkeit 2)} \quad & \underline{z}_3 + \underline{z}_3^{\text{III}} = \underline{z}_3^{\text{I}} + \underline{z}_3^{\text{II}} \\ & \underline{z}_1 + \underline{z}_1 + \underline{z}_1^{\text{I}} = \underline{z}_4 + \underline{z}_1^{\text{II}} + \underline{z}_1^{\text{III}} \end{aligned} \quad (3.34)$$

Da auch hier keine Abhängigkeiten der Brückenscheinwiderstände $\underline{z}_i$ von den Dreieck - Stern - Transformierten $\underline{s}_j$ zugelassen werden können, resultieren aus (3.33) bzw. (3.34) folgende Bedingungen:

$$\begin{aligned} (3.33): \quad & \underline{s}_2^{\text{I}} = \underline{s}_2^{\text{II}} \\ & \underline{s}_2^{\text{III}} = \underline{s}_2^{\text{II}} \\ & \underline{z}_2 = \underline{z}_3 \end{aligned} \quad (3.35)$$

Oder:

$$\begin{aligned}
 (3.34): \quad \underline{s}_j' &= \underline{s}_j^{III} \\
 \underline{s}_j^{II} &= \underline{s}_j^I \\
 \underline{z}_1 &= \underline{z}_4
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

Die beiden Bedingungen (3.35) und (3.36) sind einander gleichwertig.

Bild 10 zeigt die weitere Behandlung der Brücke mit der Bedingung (3.35):

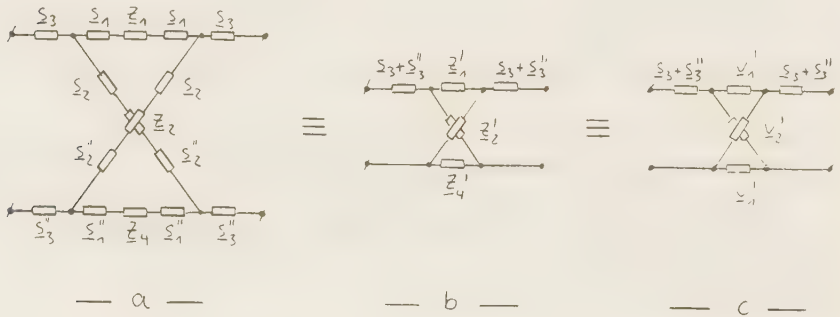


Bild 10. Doppelt beidseitig erweiterte Brücke

Der Transformationsschritt vom Vierpol Bild 10b mit den Elementen

$$\begin{aligned}
 \underline{z}_1' &= \underline{z}_1 + 2 \underline{s}_1 \\
 \underline{z}_2' &= \underline{z}_2 + \underline{s}_2 + \underline{s}_2^{II} \\
 \underline{z}_4' &= \underline{z}_4 + 2 \underline{s}_4^{II}
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

zum Vierpol Bild 10c mit den Elementen $\underline{v}_1'$ und $\underline{v}_2'$ führt wieder zu den Ergebnissen (3.20) und (3.21) mit den Scheinwiderständen (3.37). Für den Brückenwiderstand $\underline{v}_1$ ergibt sich nach (3.21) mit (3.37) und $\underline{v}_1 = \underline{v}_1' + \underline{s}_3 + \underline{s}_3^{II}$:

$$\underline{v}_1 = \underline{s}_2 + \underline{s}_3^{II} + \frac{\underline{z}_1 + \underline{s}_1 + \underline{z}_4 + \underline{s}_4^{II} + \underline{z}_2 + \underline{s}_2 + \underline{s}_2^{II} + \underline{z}_3 + \underline{s}_3 + \underline{s}_3^{II}}{2} \tag{3.38}$$

Für den Quersweig $\underline{v}_2$ erhält man nach (3.20) mit (3.37) und

$$\underline{v}_2 = \underline{v}'_1 + \underline{s}_3 + \underline{s}'_3 :$$

$$\begin{aligned} \underline{v}_2 &= \underline{z}_2 + \underline{s}_2 + \underline{s}'_2 + \underline{s}_3 + \underline{s}'_3 = \\ &= \underline{z}_2 + \frac{\underline{\tau}_1 (\underline{\tau}_2 + \underline{\tau}_3)}{\underline{\tau}_1 + \underline{\tau}_2 + \underline{\tau}_3} + \frac{\underline{\tau}'_1 (\underline{\tau}'_2 + \underline{\tau}'_3)}{\underline{\tau}'_1 + \underline{\tau}'_2 + \underline{\tau}'_3} \end{aligned} \quad (3.39)$$

Nach [1] ist aus Formel (3.38) ersichtlich, daß $\underline{v}_1$ durch einen symmetrischen Brückenzeipol mit Serienwiderstand dargestellt werden kann.

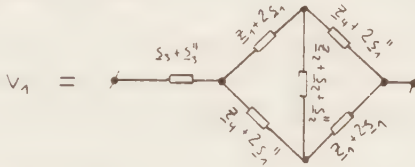


Bild 11. Längsweig $\underline{v}_1$

Die Formeln für $\underline{v}_1$ und $\underline{v}_2$ werden wesentlich einfacher, wenn vier gleiche Erweiterungsglieder eingesetzt werden:

$$\underline{s}'_1 = \underline{s}'_2 = \underline{s}''_3 = \underline{s}''_4 \quad (3.40)$$

G1. (3.38) vereinfacht sich mit (3.40) zu:

$$\underline{v}_1 = 2\underline{s}_3 + \frac{2(\underline{z}_1 + 2\underline{s}_1)(\underline{z}_4 + 2\underline{s}_4) + (\underline{z}_2 + 2\underline{s}_2)(\underline{z}_3 + 2\underline{s}_3)}{\underline{z}_1 + 2\underline{z}_2 + \underline{z}_4 + 4\underline{s}_1 + 4\underline{s}_2} \quad (3.41)$$

Um eine möglichst übersichtliche Darstellung von $\underline{v}_1$ (3.41) zu erreichen, wird der Scheinwiderstand $(\underline{z}_1 + 2\underline{s}_1)$ aus dem Zähler des Bruches in (3.41) abgespalten und der Rest in eine Serien-Parallelschaltung von Scheinwiderständen übergeführt:

$$\underline{v}_1 = \underline{z}_4 + 2\underline{s}_1 + 2\underline{s}_3 + \frac{\frac{\underline{z}_1 - \underline{z}_4}{2} \cdot (\underline{z}_2 + \underline{z}_4 + 2\underline{s}_1 + 2\underline{s}_2)}{\frac{\underline{z}_1 - \underline{z}_4}{2} + \underline{z}_2 + \underline{z}_4 + 2\underline{s}_1 + 2\underline{s}_2} \quad (3.42)$$

In (3.42) können die Ausdrücke $2\underline{s}_1 + 2\underline{s}_3$ bzw. $2\underline{s}_1 + 2\underline{s}_2$ nach (3.1) durch die entsprechenden Kombinationen der Erweiterungswiderstände $\underline{r}_i$ dargestellt werden:

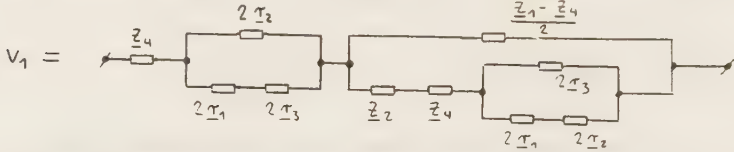


Bild 12. Längszweig $\underline{v}_1$ mit vier gleichen Erweiterungen nach (3.42)

Auch hier tritt das negative Element $-\frac{\underline{Z}_4}{2}$ bei der Umformung von (3.40) in (3.42) nur formal auf, die Berechnung des Scheinwiderstandes $\underline{v}_1$ erfolgt mit ausschließlich positiven Schaltelementen.

Eine wesentliche Vereinfachung der Filterformeln erhält man bei der Erweiterung einer symmetrischen Ausgangsbrücke ($\underline{Z}_4 = \underline{Z}_1$). Für die Scheinwiderstände $\underline{v}_1$ und $\underline{v}_2$ ergibt sich in diesem Fall:

$$\begin{aligned}\underline{v}_1(\underline{z}_4 = \underline{z}_1) &= \underline{z}_1 + 2\underline{s}_1 + 2\underline{s}_3 = \underline{z}_1 + 2 \frac{\underline{r}_2 (\underline{r}_1 + \underline{r}_3)}{\underline{r}_1 + \underline{r}_2 + \underline{r}_3} \\ \underline{v}_2(\underline{z}_4 = \underline{z}_1) &= \underline{z}_2 + 2\underline{s}_2 + 2\underline{s}_3 = \underline{z}_2 + 2 \frac{\underline{r}_1 (\underline{r}_2 + \underline{r}_3)}{\underline{r}_1 + \underline{r}_2 + \underline{r}_3}\end{aligned}\quad (3.43)$$

Bild 13 zeigt die Zusammensetzung dieser beiden Scheinwiderstände



Bild 13. Scheinwiderstände der symmetrischen doppelt beidseitig erweiterten Brücke

Wie man aus der Schaltung des Filters (Bild 9) ersehen kann, ist der Aufwand an Bauelementen ziemlich groß. Es soll daher versucht werden, durch eine Differentialbrückenschaltung die Anzahl der Bauelemente zu reduzieren. Nach [3] kann jede symmetrische Brücke als Differentialbrücke mit halber Bauelementeanzahl aufgebaut werden:

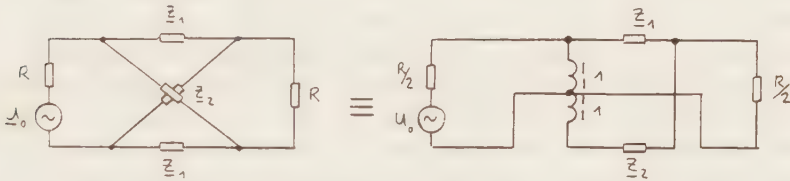


Bild 14. Volle Brücke und äquivalente Differentialbrücke

Will man die erweiterte Brücke Bild 9 als äquivalente Brücke mit halber Bauelementeanzahl aufbauen, dann läßt sich dies nur bei einer symmetrischen Ausgangsbrücke mit den Elementen (3.43) durchführen. Die Entwicklung der äquivalenten Brücke erfolgt gemäß Bild 14 aus Bild 9 mit den Bedingungen (3.40), $Z_1 = Z_4$ und $Z_2 = Z_3$.

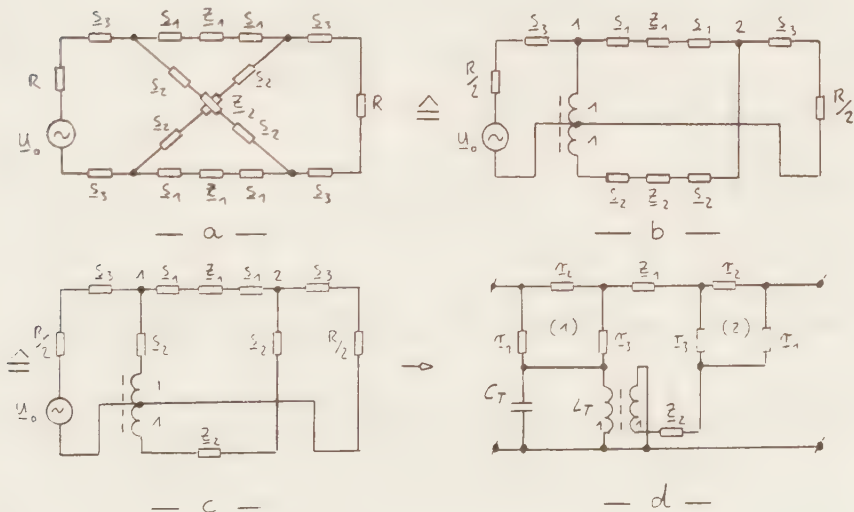


Bild 15. Zu Bild 9 äquivalente Brücke mit halber Bauelementeanzahl

Bild 15a stellt die symmetrische Ausgangsbrücke dar. Bild 15b zeigt die Bild 14 entsprechende Umformung der Brücke. Damit am Knotenpunkt 1 (Bilder 15 b,c) wieder eine sternförmige Verbindung der Erweiterungsglieder erreicht wird, muß der linke Widerstand $\underline{s}_2$ im unteren Zweig von der Sekundärseite des Übertragers auf die Primärseite verlegt werden (Bild 15c). Bei dieser Verlegung von $\underline{s}_2$ müssen in allen Fällen die Ersatzgrößen L_T , R_T des realen Übertragers berücksichtigt werden, da diese nun zusammen mit $\underline{s}_2$ einen frequenzabhängigen Spannungsteiler für den unteren Brückenweig $\underline{Z}_2 + \underline{s}_2$ bilden. Das Ausmaß der dadurch entstehenden Veränderungen der Filtereigenschaften macht eine Neuberechnung des Betriebsübertragungsmaßes unter Einbeziehung der Übertragerersatzgrößen notwendig. Ihre Anordnung (ohne Streuverluste) ist in Bild 16 dargestellt. Die Abstimmung der Übertragerresonanz f_T wird mit der Kapazität C_T vorgenommen. Bild 15d zeigt die endgültige Schaltung des Filters mit den originalen Erweiterungswiderständen.

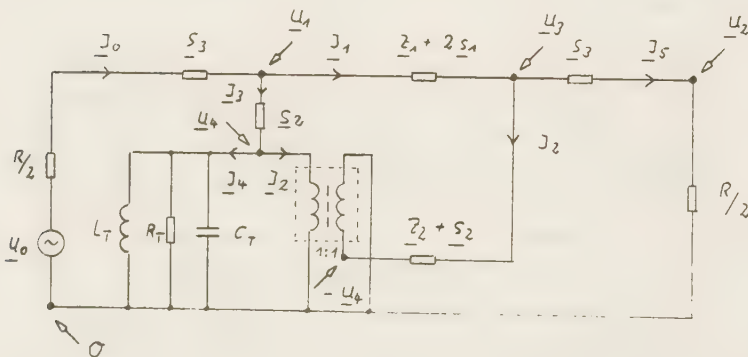


Bild 16. Brücke nach Bild 15 mit übertragerersatzgrößen

Die Stromgleichungen der Schaltung Bild 16 lauten:

$$\underline{J}_0 = \underline{J}_1 + \underline{J}_3 \quad (3.44)$$

$$\underline{J}_1 = \underline{J}_2 + \underline{J}_5 \quad (3.45)$$

$$\underline{J}_3 = \underline{J}_4 + \underline{J}_2 \quad (3.46)$$

$$\underline{I}_0 = \frac{\underline{U}_0 - \underline{U}_1}{R/2 + \underline{S}_3} \quad (3.47)$$

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_3}{\underline{Z}_1 + 2\underline{S}_1} \quad (3.48)$$

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_3 + \underline{U}_4}{\underline{Z}_2 + \underline{S}_2} \quad (3.49)$$

$$\underline{I}_3 = \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_4}{\underline{S}_2} \quad (3.50)$$

$$\underline{I}_4 = \frac{\underline{U}_4}{\frac{1/j\omega C_T}{1 + 1/j\omega C_T \cdot R_T - j\omega^2 L_T C_T}} = \frac{\underline{U}_4}{\underline{Z}_T} \quad (3.51)$$

$$\underline{I}_5 = \frac{\underline{U}_3}{R/2 + \underline{S}_3} \quad (3.52)$$

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_3 \cdot \frac{R/2}{R/2 + \underline{S}_3} \quad (3.53)$$

Die Gln. (3.47), (3.48), (3.49) werden in (3.44) eingesetzt:

$$\frac{\underline{U}_0 - \underline{U}_1}{R/2 + \underline{S}_3} = \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_3}{\underline{Z}_1 + 2\underline{S}_1} + \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_4}{\underline{S}_2} \quad (3.54)$$

Die Gln. (3.48), (3.49), (3.52) werden in (3.45) eingesetzt:

$$\frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_3}{\underline{Z}_1 + 2\underline{S}_1} = \frac{\underline{U}_3 + \underline{U}_4}{\underline{Z}_2 + \underline{S}_2} + \frac{\underline{U}_3}{R/2 + \underline{S}_3} \quad (3.55)$$

Die Gln. (3.50), (3.51), (3.49) werden in (3.46) eingesetzt:

$$\frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_4}{\underline{S}_2} = \frac{\underline{U}_4}{\underline{Z}_T} - \frac{\underline{U}_3 + \underline{U}_4}{\underline{Z}_2 + \underline{S}_2} \quad (3.56)$$

In den Gln. (3.54) bis (3.56) sind die Ströme $\underline{I}_0$ bis $\underline{I}_5$ nicht mehr enthalten. Aus (3.54) bis (3.56) kann mit (3.53) nach einigen Umrechnungen das Betriebsübertragungsmaß e^2

der Brücke, das bei gleichen Abschlußwiderständen R nach (2.1) als das Spannungsverhältnis $\frac{u_0}{2u_2}$ definiert ist, ermittelt werden:

$$e^2 = \frac{u_0}{2u_2} = \frac{(R + \underline{v}_1) \left(R + \underline{v}_2 + \frac{\underline{s}_2 \cdot \underline{c}}{\underline{z}_T} \right) + \frac{a(\underline{a}b + (\underline{s}_2 + \underline{c})(\underline{a} + \underline{b}))}{\underline{z}_T}}{R \left(\underline{v}_2 + \frac{\underline{s}_2 \cdot \underline{c}}{\underline{z}_T} - \underline{v}_1 \right)} \quad (3.57)$$

mit:

$$\begin{aligned} \underline{a} &= \frac{R}{2} + \underline{s}_3 \\ \underline{b} &= \underline{z}_1 + 2\underline{s}_1 \\ \underline{c} &= \underline{z}_2 + \underline{s}_2 \\ \underline{v}_1 &= \underline{z}_1 + 2\underline{s}_1 + 2\underline{s}_3 \\ \underline{v}_2 &= \underline{z}_2 + 2\underline{s}_2 + 2\underline{s}_3 \end{aligned} \quad (3.58)$$

$$\underline{z}_T = \frac{\frac{1}{j\omega C_T}}{1 + \frac{1}{j\omega C_T R_T} - \frac{1}{\omega^2 L_T C_T}} \quad (3.59)$$

Aus (3.57) ist ersichtlich, daß der Übertragerscheinwiderstand $\underline{z}_T$ eine Verschiebung der Polstellen und eine Veränderung des Durchlaßbereiches verursacht.

Da die Größe $\underline{z}_T$ im Nenner aller Zusatzterme liegt, sind die durch sie verursachten Veränderungen umso geringer, je größer $\underline{z}_T$ ist. Der Übertrager wird daher abgestimmt.

Verwendet man für die Herstellung des Übertragers in Bild 16 einen Schalenkern mit hohem A_L -Wert ($L = A_L \cdot \omega^2$, L in nano-Henry, ω = Windungszahl), dann läßt sich dieser bei Anwendung geeigneter Wickelarten, wie Kreuz- oder Scheibenwicklung, so hochinduktiv und verlustarm aufbauen, daß sich seine Einwirkungen auf das Filter in tragbaren Grenzen halten.

Die Verschiebung der Polstellen des Filters durch die Übertragungseinflüsse kann durch eine Korrektur rückgängig gemacht werden:

Der Zusatzterm $\frac{\underline{s}_2 \cdot \underline{c}}{\underline{z}_T}$ im Nenner von (3.57) kann hierbei als Scheinwiderstand aufgefaßt werden, der zu dem Brückenwiderstand $\underline{V}_2$ addiert wird, also mit ihm in Reihe liegt:

$$\overline{\underline{V}}_2 = \underline{V}_2 + \frac{\underline{s}_2 \cdot \underline{c}}{\underline{z}_T} \quad (3.60)$$

Das Betriebsübertragungsmaß (3.57) bekommt mit (3.60) das einfachere Aussehen:

$$\frac{\underline{U}_0}{2\underline{U}_2} = \frac{(R + \underline{V}_1)(R + \overline{\underline{V}}_2) + \frac{\underline{a}}{\underline{z}_T} \left((\underline{s}_2 + \underline{c})(\underline{a} + \underline{b}) + \underline{a} \underline{b} \right)}{R (\overline{\underline{V}}_2 - \underline{V}_1)} \quad (3.61)$$

Die neue Polstellenbedingung lautet damit gemäß (2.10):

$$\underline{V}_1 = \overline{\underline{V}}_2 \quad (3.62)$$

Der im Zähler von (3.61) verbleibende Zusatzterm

$$\frac{\underline{a}}{\underline{z}_T} \left((\underline{s}_2 + \underline{c})(\underline{a} + \underline{b}) + \underline{a} \underline{b} \right) \quad (3.63)$$

bewirkt jedoch eine weiter bestehende Veränderung des Durchlaßbereichs des Filters durch die Übertragungseinflüsse. Das Ausmaß dieser Veränderungen wird in Kap. 8 untersucht.

4. Elektronische Differentialbrücke als Abgleich- und Filterbrücke

Der Differentialübertrager in Filterschaltungen (Bild 14) läßt sich vorteilhaft durch eine Anordnung mit elektronischen Verstärkern vor und hinter den Brückengliedern ersetzen.

Hierbei sind zwei Schaltungen möglich:

1. Gegenphasige Ansteuerung der Brückenglieder mit abschließender Spannungs- oder Stromsummierung.
2. Gleichphasige Ansteuerung der Brückenglieder mit abschließender Differenzbildung.

Die erste Methode erfordert einen Vorverstärker mit gegenphasigen Ausgängen und einen einfachen Nachverstärker.

Die zweite Methode erfordert einen einfachen Vorverstärker und einen Differenzverstärker. Da Differenzverstärker in nahezu jeder Ausführung handelsüblich erhältlich sind, wurde der zweiten Methode der Vorzug gegeben.

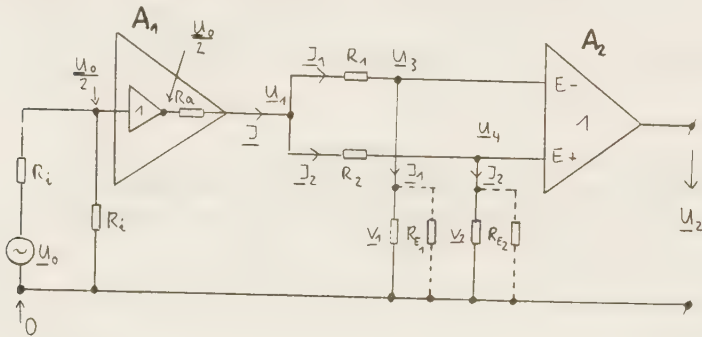


Bild 17. Elektronische Differentialbrücke

Alle Spannungsangaben sind auf Masse (0) bezogen.

Die Schaltung Bild 17 besteht aus dem Vorverstärker A_1 , den Brückengliedern R_1 , U_1 , bzw. R_2 , U_2 und dem Differenzverstärker A_2 .

Als mögliche Fehlerquellen sind der Ausgangswiderstand R_A des Vorverstärkers A_1 und die Eingangswiderstände R_{E1} , R_{E2} des Differenzverstärkers eingezeichnet.

Die Widerstände R_{E1} , R_{E2} liegen als Verluste parallel zu den Scheinwiderständen U_1 bzw. U_2 . Aufgrund ihrer großen Werte

(10^6 bis 10^{12} Ohm je nach Eingangsschaltung des Verstärkers) und der Tatsache, daß sie sich wegen ihrer Gleichheit zusätzlich selbst kompensieren [4], können sie in allen Fällen vernachlässigt werden.

Die Strom- und Spannungsgleichungen der Schaltung Bild 17 ohne die Widerstände R_{E_1} , R_{E_2} lauten:

$$\underline{J} = \underline{J}_1 + \underline{J}_2 \quad (4.1)$$

$$\underline{J}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{V}_1 + R_1} \quad (4.2)$$

$$\underline{J}_2 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{V}_2 + R_2} \quad (4.3)$$

$$\underline{U}_3 = \underline{U}_1 \cdot \frac{\underline{V}_1}{\underline{V}_1 + R_1} \quad (4.4)$$

$$\underline{U}_4 = \underline{U}_1 \cdot \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1 + R_2} \quad (4.5)$$

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_4 - \underline{U}_3 \quad (4.6)$$

$$\text{wobei } \underline{U}_1 = \frac{\underline{U}_0}{2} - \underline{J} \cdot R_a = \frac{\frac{\underline{U}_0}{2}}{1 + \frac{R_a}{\underline{V}_1 + R_1} + \frac{R_a}{\underline{V}_2 + R_2}} \quad (4.7)$$

Für die Berechnung des Verhältnisses von Generatorspannung $\underline{U}_0$ zur Differenzverstärker-Ausgangsspannung $\underline{U}_2$ in Bild 17 werden die Gln. (4.6), (4.4), (4.5) und (4.7) herangezogen.

Das Betriebsübertragungsmaß berechnet sich auch bei dieser Schaltung zu $e^2 = \frac{\underline{U}_0}{2 \Delta_2}$, wobei zu beachten ist, daß hier wegen der vorhandenen Verstärker A_1 und A_2 keine Abschlußwiderstände, sondern die Vorwiderstände R_1 und R_2 in die Formel eingehen. Im Normalfall werden die beiden Vorwiderstände R_1 und R_2 (Bild 17) gleich groß gewählt:

$$R_1 = R_2 = R \quad (4.8)$$

Die Gln. (4.6), (4.4), (4.5), (4.7) ergeben mit (4.8) :

$$e^{\underline{g}} = \frac{\underline{U}_0}{2\underline{U}_2} = \underline{A} \cdot \frac{(\underline{v}_1 + R)(\underline{v}_2 + R)}{R(\underline{v}_2 - \underline{v}_1)} \quad (4.9)$$

mit

$$\underline{A} = 1 + \frac{R_a}{\underline{v}_1 + R} + \frac{R_a}{\underline{v}_2 + R} \quad (4.10)$$

Wie in Kap. 2 werden die Brückenzweige $\underline{v}_1$ und $\underline{v}_2$ als reine Blindwiderstände angenommen und auf die Vorwiderstände R (4.8) bezogen:

$$\underline{v}_1 = jX_1, \quad \underline{v}_2 = jX_2 \quad (4.11)$$

$$\frac{X_1}{R} = X'_1, \quad \frac{X_2}{R} = X'_2 \quad (4.12)$$

Mit (4.11) und (4.12) erhält man aus (4.9) bzw. (4.10) nach kurzen Umformungen:

$$\underline{g} = \underline{g}_0 + \underline{g}_B \quad (4.13)$$

$$\underline{g}_0 = a_0 + jb_0 = \ln(c_0 + jd_0) \quad (4.14)$$

$$\underline{g}_0 = \ln \underline{A} = \ln \left[1 + \frac{R_a}{R} \left(\frac{1}{1+jX'_1} + \frac{1}{1+jX'_2} \right) \right] \quad (4.15)$$

$$\underline{g}_B = \ln \frac{(1+jX'_1)(1+jX'_2)}{j(X'_2 - X'_1)} \quad (4.16)$$

Der Term $\underline{g}_B$ (4.16) in (4.13) ist das bekannte Betriebsübertragungsmaß (2.7) für symmetrische Brücken, wogegen der Term $\underline{g}_0$ (4.14), (4.15) ein zusätzliches Übertragungsmaß infolge des Spannungsabfalls an R_a (Bild 17) darstellt. Dieser Term kann ebenfalls gemäß Kap. 2 in Betrag (Grunddämpfung a_0) und Phase aufgespalten werden.

Für die Grunddämpfung $a_0 = \frac{1}{2} \ln (c_0^2 + d_0^2)$ ergibt sich ein umfangreicher Ausdruck mit folgender Charakteristik:

Die Grunddämpfung ist nicht frequenzkonstant, sondern besitzt ein Maximum bei der unteren Grenzfrequenz f_1 des Filters (s. Kap. 7).

Die Höhe dieser Maximaldämpfung bei f_1 liegt immer etwas unter dem Grenzwert $a_{0\max}$, den man aus (4.15) für

$X'_1 = X'_2 = 0$ entnehmen kann:

$$a_{0\max} = \ln \left(1 + \frac{R_a}{R} \right) \quad (4.17)$$

Die Größe $a_{0\max}$ hängt, wie aus (4.17) ersichtlich, von dem Verhältnis R_a/R ab. Diese Abhängigkeit ist in der folgenden Tabelle dargestellt:

R_a/R	$a_{0\max}(\text{dB})$
1	9,5
10^{-1}	1,6
10^{-2}	0,17
10^{-3}	0,017

Aus der obigen Aufstellung geht hervor, daß der Vorverstärker - Ausgangswiderstand R_a Werte bis 1 Prozent des Vorwiderstandes R annehmen kann, ohne eine störende Grunddämpfung des Filters zu verursachen. Diese Bedingung ist bei Verwendung gegengekoppelter Operationsverstärker immer erfüllt, da deren Ausgangswiderstand R_a nach [5] mit weniger als 10^{-4} Ohm stets mehrere Zehnerpotenzen unter dem Vorwiderstand R liegt. Bei Einsatz hochohmiger Brückenglieder kann der Vorverstärker oftmals sogar eingespart werden.

Der Term g_0 (4.15) in (4.13) kann somit in allen vorkommenden Fällen vernachlässigt werden.

Gleichbedeutend damit kann der Faktor A (4.10) in (4.9) stets gleich 1 gesetzt werden.

Gleichung (4.13) geht daher mit (4.16) in das Betriebsübertragungsmaß (2.7) über und kann entsprechend weiterbehandelt werden.

Bei der Kristallfilterherstellung ist eines der wichtigsten Probleme das Anpassen der elektrischen Ersatzdaten der Schwingkristalle. Dies Problem ist von Bedeutung, wenn bestimmte Abschlußwiderstände vorgeschrieben sind oder die Kristalle der voneinander verschiedenen Brückenweige in ihren Werten stärker voneinander abweichen als es der Herstellungsbereich zuläßt. In der elektronischen Brücke läßt sich eine beliebige Anpassung der beiden Brückenweige erreichen, da keine eventuell vorgegebenen Abschlußwiderstände, sondern die frei wählbaren Vorwiderstände R_1 und R_2 (Bild 17) in die Formel für das Betriebsübertragungsmaß eingehen. Insbesondere lassen sich mit ungleichen Vorwiderständen $R_1 \neq R_2$ die Brückenweige relativ zueinander anpassen.

Das Betriebsübertragungsmaß der Schaltung Bild 17 ergibt sich für $R_1 \neq R_2$ aus (4.4) bis (4.7) zu:

$$e^{\frac{\hat{U}_0}{2 \hat{U}_2}} = \frac{(\hat{U}_1 + R_1)(\hat{U}_2 + R_2)}{\hat{U}_2 R_1 - \hat{U}_1 R_2} \quad (4.18)$$

Der Term $\underline{A}$ (entspr. (4.9), (4.10)) kann in allen Fällen gleich 1 gesetzt werden.

Durch entsprechende Wahl der Vorwiderstände R_1 und R_2 kann das Übersetzungsverhältnis, mit dem die Scheinwiderstände $\hat{U}_1$ und $\hat{U}_2$ in die Formel (4.18) eingehen, bestimmt werden.

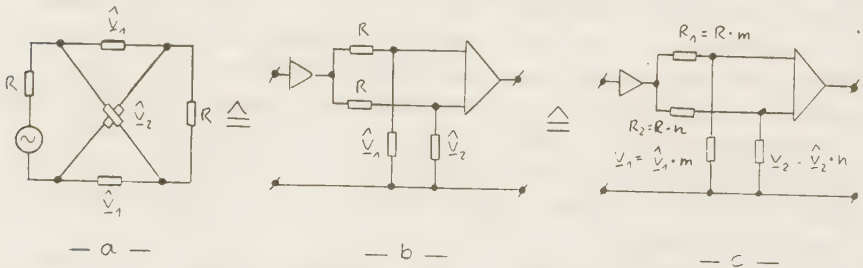


Bild 18. Gewöhnliche Brücke und entsprechende elektronische Brücke mit Scheinwiderstandsübersetzung

Setzt man die Zweige $\hat{U}_1$ und $\hat{U}_2$ in eine gewöhnliche Brücke mit den Abschlußwiderständen R (Bild 18a) und in die elektronische Brücke mit den Vorwiderständen $R_1 = R_2 = R$ (Bild 18b) ein, dann liefern beide Schaltungen das gleiche Betriebsübertragungsmaß (2.4) bzw. (4.9) mit $\underline{A} \approx 1$.

In einigen Fällen ist es jedoch wünschenswert, die Zweige nicht in ihrer originalen Größe $\hat{v}_1$ bzw. $\hat{v}_2$, sondern in einer transformierten Größe v_1 bzw. v_2 aufzubauen. Hierbei gelten folgende Beziehungen (s. Bild 18):

$$v_1 = \hat{v}_1 \cdot m \quad v_2 = \hat{v}_2 \cdot n \quad (4.19)$$

entsprechend

$$R_1 = R \cdot m \quad R_2 = R \cdot n \quad (4.20)$$

Die positiven Faktoren m und n sind frei wählbar.

Setzt man nun die Ausdrücke (4.19) und (4.20) in die Formel (4.18) ein, dann erhält man nach kurzer Rechnung:

$$\epsilon^2 = \frac{u_0}{2u_2} = \frac{(\hat{v}_1 + R)(\hat{v}_2 + R)}{R(\hat{v}_2 - \hat{v}_1)} \quad (4.21)$$

Somit ergibt auch die Schaltung Bild 18c mit den übersetzten Zweigen v_1 und v_2 das gleiche Betriebsübertragungsmaß wie die gewöhnliche Brücke mit den Zweigen $\hat{v}_1$ und $\hat{v}_2$.

Ein wichtiges Kriterium für die Auswahl des Differenzverstärkers A_2 ist neben hohen Eingangswiderständen und ausreichendem Frequenzgang seine Gleichtaktunterdrückung im interessierenden Frequenzbereich.

Bei einem Differenzverstärker sind nach [5] zwei Verstärkungen (Bezeichnungen in Bild 17) definiert:

1.) Differenzverstärkung v :

$$v = \frac{d u_2}{d u_D} \quad \text{mit} \quad u_D = u_4 - u_3 \quad (4.22)$$

2.) Gleichtaktverstärkung v_{GK} :

$$v_{GK} = \frac{d u_2}{d u_{GK}} \quad \text{mit} \quad u_{GK} = \frac{1}{2} (u_4 + u_3) \quad (4.23)$$

Das Verhältnis von Differenz- zu Gleichtaktverstärkung wird als Gleichtaktunterdrückung G bezeichnet:

$$G = \left| \frac{v}{v_{GK}} \right| \quad (4.24)$$

Beim idealen Differenzverstärker ist die Gleichtaktunterdrückung unendlich, beim realen Differenzverstärker liegt sie je nach seiner Ausführung zwischen 60 und 120 dB. Die endliche Gleichtaktunterdrückung wirkt sich dahingehend aus, daß zu der Differenz - Ausgangsspannung $\underline{U}_2$ (4.6) der Brücke Bild 17 eine unerwünschte Gleichtakt - Ausgangsspannung $\underline{U}_{2gl}$ hinzukommt. Diese beträgt im ungünstigsten Fall:

$$\underline{U}_{2gl} \approx \frac{1}{G} \cdot \frac{U_0}{2} \quad (4.25)$$

Es ist ersichtlich, daß die Gleichtakt - Ausgangsspannung den Durchlaßbereich des Filters (hohe Differenz - Ausgangsspannung $\underline{U}_2$) wenig beeinträchtigt, sich aber im Sperrbereich (geringe Differenz - Ausgangsspannung $\underline{U}_2$) dergestalt auswirkt, daß keine höheren Sperr- bzw. Poldämpfungen möglich sind, als die Gleichtaktunterdrückung G .

Für die Filterschaltung muß daher ein Differenzverstärker gewählt werden, dessen Gleichtaktunterdrückung über der maximalen Sperr- bzw. Poldämpfung liegt.

Die Schaltung Bild 17 besitzt gegenüber vergleichbaren Filteranordnungen mehrere Vorzüge:

1. Der Differentialübertrager mit seinen teilweise störenden Eigenschaften entfällt.
2. Die Scheinwiderstände $\underline{V}_1$ und $\underline{V}_2$ können durch Variation ihrer Vorwiderstände optimal angepaßt werden.

Dieser Punkt wird besonders bedeutsam, wenn ein kompliziertes Brückenfilter ohne Quarze, d.h. nur mit Spulen und Kondensatoren aufgebaut wird. Die Bauelemente können in diesem Fall mit den gebräuchlichen Meßgeräten auf ca. 1% Genauigkeit eingestellt werden. Ein zusammengeschalteter Brückenweig kann anschließend relativ einfach auf die vorgeschriebenen Resonanzfrequenzen abgeglichen werden. Die Genauigkeit seines Reaktanzniveaus läßt sich dagegen durch Resonanzabgleich nicht verbessern. Bosse [6] zeigt, daß die beiden Brückenweige umso genauer abgestimmt werden müssen, je höher die Sperrdämpfung des Brückenfilters vorgesehen ist. Eine Abweichung des Reaktanzniveaus eines Brückenweiges kann somit bei einer vollen Brücke oder Differentialbrücke zu starken Abweichungen des Dämpfungsverlaufes führen, was einen zeitraubenden Neuabgleich sämtlicher Brückenelemente zur Folge hat.

In der elektronischen Brücke lassen sich durch Variation der Vorwiderstände nach dem Resonanzabgleich der Brückenzweige deren Reaktanzniveaus anpassen. Beide Einstellungen sind unabhängig voneinander.

3. Durch den Vorverstärker am Filtereingang werden Rückwirkungen auf den Sender unterbunden. Das Filter besitzt somit einen frequenzunabhängigen Eingangswiderstand.

4. Die beiden Brückenscheinwiderstände $\underline{V}_1$ und $\underline{V}_2$ sind mit einem Anschluß geerdet. Dies bedeutet einerseits, daß gegenseitige Kopplungen wesentlich geringer werden, und eventuell notwendige Abschirmungen weniger ins Gewicht fallen. Dieser Punkt wird besonders bedeutsam, wenn die Scheinwiderstände $\underline{V}_1$ und $\underline{V}_2$ komplizierter Natur sind, und dementsprechend große räumliche Abmessungen besitzen. Andererseits lassen sich für ein Filter einfache Gyratoren verwenden, die nur die Nachbildung erdgebundener Induktivitäten gestatten.

Die elektronische Brücke hat im Rahmen der vorliegenden Arbeit zwei Aufgaben:

1. Da sie völlig induktions- und kapazitätsfrei arbeitet, wird sie zum Vorabgleich der Erweiterungsglieder verwendet.
2. In Kap. 9 wird sie als Filterbrücke eingesetzt.

Mit zwei integrierten Spannungsfolgern und einem Operationsverstärker wurde ein Differenzverstärker aufgebaut, der für Filter bis 10 MHz geeignet ist. Seine Schaltung ist in Bild 19 dargestellt.

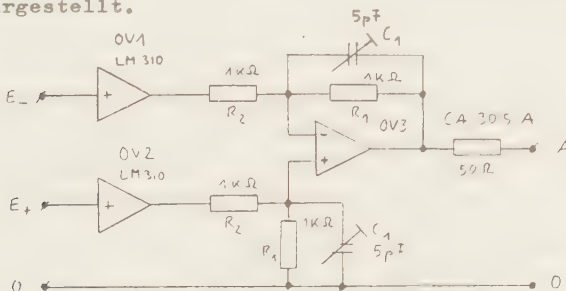


Bild 19 Schaltung des Differenzverstärkers

Der Verstärker hat folgende Daten:

- 1.) Eingangsimpedanz:
 10^{12} Ohm parallel zu 1,5 pF
- 2.) 3 dB - Frequenzgang:
 DC bis 5 MHz
- 3.) Definierte Differenzspannungsverstärkung $v = \frac{R_1}{R_2}$
- 4.) Gleichtaktunterdrückung von 80 bzw. 110 dB.

Für die Schaltung Bild 19 gilt: $G = \frac{2\alpha}{\Delta\alpha}$.

$\frac{\Delta\alpha}{\alpha}$ ist die relative Paarungstoleranz der Widerstände R_1 , R_2 .
 Bei Einsatz von integrierten Dickfilmwiderständen oder diskreten engtolerierten Metallschichtwiderständen liegt die Gleichtaktunterdrückung bei 80 dB. Durch Trimmung des Widerstandes R_1 am "+" Eingang von OV3 können Werte bis 110 dB erreicht werden.

Die Trimmkondensatoren an OV3 sind nur bei Frequenzen über 1 MHz erforderlich.

Für Filterfrequenzen unter 100 kHz kann anstelle der Schaltung Bild 19 ein integrierter Instrumentenverstärker (z.B. AD 521 von Analog-Devices) eingesetzt werden. Dieser Verstärker ist ohne zusätzliche externe Beschaltung für die Brücke in jeder Beziehung hervorragend geeignet.

Die elektronische Brücke wird in der Schaltung Bild 20 als Abstimmbrücke eingesetzt:

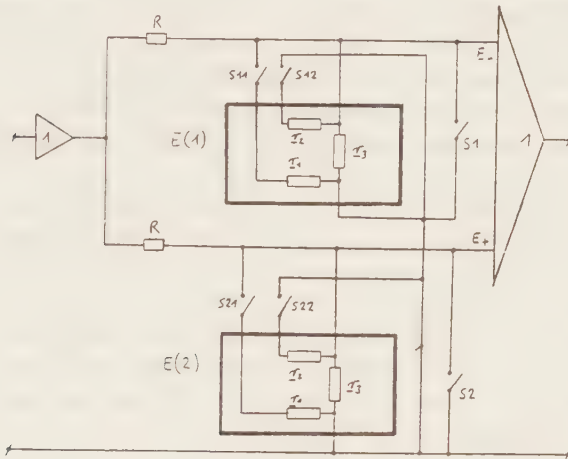


Bild 20. Elektronische Brücke als Abgleichbrücke

Nach dem Vorabgleich ihrer Bauelemente mit L- und C- Meßgeräten werden die Erweiterungsglieder $E(1)$ und $E(2)$ an die Abgleichbrücke angeschlossen. Der nachfolgende Feinabgleich mit der Brücke bietet zwei Vorteile:

1. Durch genaues Einstellen der Resonanzfrequenzen eines Erweiterungswiderstandes bzw. der Parallelschaltung zweier Widerstände auf die mit den Filterprogrammen berechneten Sollwerte läßt sich die Güte der Voreinstellung wesentlich verbessern.
2. Nach jeweils dem gleichen Resonanz - Abgleichsschritt an beiden Erweiterungsgliedern lassen sich Unterschiede in den Reaktanzniveaus der entsprechenden Teile beider Erweiterungsglieder erkennen und beseitigen.

Die Erweiterungsglieder werden in der in Kap. 6 (Bilder 25) dargestellten Anordnung an die Abgleichbrücke Bild 20 angeschlossen. Ein Verbindungspunkt muß aufgetrennt werden. Für $\underline{r}_3$ wird der Erweiterungswiderstand gewählt, der die

Induktivität L_3 enthält. Die beiden Vorwiderstände R in Bild 20 können in der Größe der Filterabschlußwiderstände gewählt werden.

Der Abgleich der Erweiterungsglieder wird in drei Schritten durchgeführt:

1. Öffnen der Schalter S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} (Bild 20).

Durch Öffnen von S_1 und Schließen von S_2 können die berechneten Resonanzfrequenzen von $\underline{r}_3$ des Erweiterungsgliedes $E(1)$ eingestellt werden. Nach Schließen von S_1 und Öffnen von S_2 geschieht dies für $E(2)$. Danach wird durch Öffnen von S_1 (S_2 offen) die Gleichheit beider Widerstände $\underline{r}_3$ ($E(1)$ und $E(2)$) überprüft. Die Brücke muß in dieser Betriebsart nach (4.16) mit (2.10) in einem größeren Frequenzbereich eine Dämpfung über 60 dB aufweisen. Bei dem Erweiterungsglied E_1 (Bild 26 a) wird der Induktivität L_3 für diesen Abgleichsschritt eine bekannte Kapazität C parallelgeschaltet.

2. Durch entsprechende Umstellung der Schalter in Bild 20 können anschließend die Resonanzen der Parallelschaltung $\underline{r}_3 \parallel \underline{r}_1$ bei beiden Erweiterungsgliedern abgeglichen werden.
3. Durch entsprechende Umstellung der Brücken-Schalter erfolgt abschließend der Resonanzabgleich der Parallelschaltung $\underline{r}_3 \parallel \underline{r}_2$ beider Erweiterungsglieder.

Die Erweiterungsglieder sind damit so genau vorabgeglichen, daß das Einstellen der restlichen Filterelemente in der Regel keine Schwierigkeiten mehr bereitet.

5. Einflüsse von Verlusten auf die Filterschaltung

Im folgenden werden nur die Verluste der Induktivitäten betrachtet. Da sie ca. 1 bis 2 Größenordnungen über den Kondensatorverlusten liegen, können letztere in einer Filterschaltung vernachlässigt werden.

Nach [7] läßt sich eine verlustbehaftete technische Spule folgendermaßen darstellen:

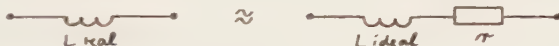


Bild 21. Verlustbehaftete Spule

Die Spulengüte Q wird definiert:

$$Q = \frac{\omega L}{r} = \frac{1}{\tan \delta} \quad (5.1)$$

Der Gesamtverlust $\tan \delta$ setzt sich aus mehreren Teilverlusten mit unterschiedlichen Frequenzabhängigkeiten zusammen.

Nach [8], [9] läßt sich beim Aufbau von Schalenkernspulen durch Variation von Windungszahl, Wicklungsart, Kernmaterial und -größe für jede Frequenz eine maximale Güte erreichen. Die diesbezüglichen Diagramme sind in [10] zusammengestellt. Bei Verwendung von nicht ausgesuchtem Material liegen für Frequenzen bis 1 MHz die erreichbaren Spulengüten um 300.

Der Scheinwiderstand eines Serien - Parallelkreises, der das Ersatzbild eines Schwingquarzes darstellt, hat folgendes Aussehen:

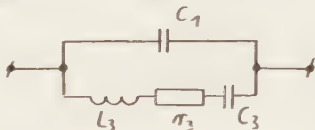


Bild 22. Serien - Parallelkreis mit Verlusten

$$\underline{Z} = \frac{1}{j\omega C_1} \cdot \frac{1 - \frac{\omega_3^2}{\omega^2} - \frac{j}{Q_3}}{1 - \frac{\omega_3^2}{\omega^2} - \frac{j}{Q_3}} \quad (5.2)$$

Hierbei sind

$$Q_3 = \frac{\omega L_3}{r_3} \quad \text{Kreisl ute}$$

$$\omega_{3s}^2 = \frac{1}{L_3 C_3} \quad \text{Serienresonanz}$$

$$\omega_{3p}^2 = \frac{C_1 + C_3}{L_3 C_1 C_3} \quad \text{Parallelresonanz}$$

ω_{3s} und ω_{3p} sind die Resonanzfrequenzen des Kreises aufgrund seiner Ersatzdaten L_3 , C_1 , C_3 .

Die Zerlegung von (5.2) in Real- und Imaginärteil liefert:

$$\underline{Z} = \frac{1}{\omega C_1} \cdot \frac{\frac{\omega_{3p}^2 - \omega_{3s}^2}{\omega^2 \cdot Q_3} - j \left[\left(1 - \frac{\omega_{3s}^2}{\omega^2} \right) \left(1 - \frac{\omega_{3p}^2}{\omega^2} \right) + \frac{1}{Q_3^2} \right]}{\left(1 - \frac{\omega_{3p}^2}{\omega^2} \right)^2 + \frac{1}{Q_3^2}} \quad (5.3)$$

Die Serienresonanzbedingung des Kreises mit Verlusten (Bild 22) erhält man nach [11] durch Nullsetzen des Imagin rteiles von (5.3):

$$\left(1 - \frac{\omega_{3s}^2}{\omega^2} \right) \left(1 - \frac{\omega_{3p}^2}{\omega^2} \right) + \frac{1}{Q_3^2} = 0 \quad (5.4)$$

Gl. (5.4) hat die Lösungen:

$$\omega_{\tau_1}^2 = \frac{\omega_{3s}^2 + \omega_{3p}^2 \pm \sqrt{(\omega_{3p}^2 - \omega_{3s}^2)^2 - \frac{4\omega_{3s}^2 \omega_{3p}^2}{Q_3^2}}}{2 \left(1 + \frac{1}{Q_3^2} \right)} \quad (5.5)$$

Gl. (5.5) liefert somit die Resonanzen:

$$\omega_{\tau_1}^2 = \frac{\omega_{3s}^2 + \omega_{3p}^2 - \sqrt{(\omega_{3p}^2 - \omega_{3s}^2)^2 - \frac{4\omega_{3s}^2 \omega_{3p}^2}{Q_3^2}}}{2 \left(1 + \frac{1}{Q_3^2} \right)} \quad (5.6)$$

$$\omega_{\tau_2}^2 = \frac{\omega_{3s}^2 + \omega_{3p}^2 + \sqrt{(\omega_{3p}^2 - \omega_{3s}^2)^2 - \frac{4\omega_{3s}^2 \omega_{3p}^2}{Q_3^2}}}{2 \left(1 + \frac{1}{Q_3^2} \right)} \quad (5.7)$$

Beim Durchlaufen eines Frequenzbandes wechselt der Blindanteil in (5.3) jeweils an den Stellen $\omega = \omega_{r1}$ und $\omega = \omega_{r2}$ sein Vorzeichen.

Mit sinkender Kreisgüte Q_3 bewegen sich die Resonanzfrequenzen ω_{r1} (5.6) und ω_{r2} (5.7) aufeinander zu und fallen bei einer bestimmten Güte Q_{3min} zusammen. Dies bedeutet, daß für $Q_3 = Q_{3min}$ Gl. (5.5) eine Doppellösung $\omega_{r1} = \omega_{r2}$ hat, d.h. der Blindanteil von (5.3) nur noch bei einer Frequenz den Wert Null annimmt.

Da Kreise mit einer Güte Q_3 unter Q_{3min} die Filterkurve zunehmend verzerren, wird der Grenzfall zwischen ihrer Brauchbarkeit und Unbrauchbarkeit bei $Q_3 = Q_{3min}$ angesetzt. Hierbei verschwindet die Diskriminante in (5.5):

$$(\omega_{3p}^2 - \omega_{3s}^2)^2 - \frac{4\omega_{3s}^2 \omega_{3p}^2}{Q_{3min}^2} = 0 \quad (5.8)$$

Die Auflösung von (5.8) nach Q_{3min} ergibt:

$$Q_{3min} = \frac{2\omega_{3s} \omega_{3p}}{\omega_{3p}^2 - \omega_{3s}^2} \quad (5.9)$$

$$= \frac{2\omega_{3p}}{\omega_{3p} + \omega_{3s}} \cdot \frac{\omega_{3s}}{\omega_{3p} - \omega_{3s}} \quad (5.10)$$

$$\text{d.h. } Q_{3min} \approx \frac{\omega_{3s}}{\omega_{3p} - \omega_{3s}} \quad (5.11)$$

Die Mindestgüte einer Schaltung nach Bild 22 ist also ungefähr gleich dem Kehrwert des Relativabstandes ihrer Resonanzfrequenzen im verlustfreien Fall.

Die Aussage (5.11) soll anhand eines Brückenbandfilters mit Schwingkristallen und Kondensatoren [2] erläutert werden.

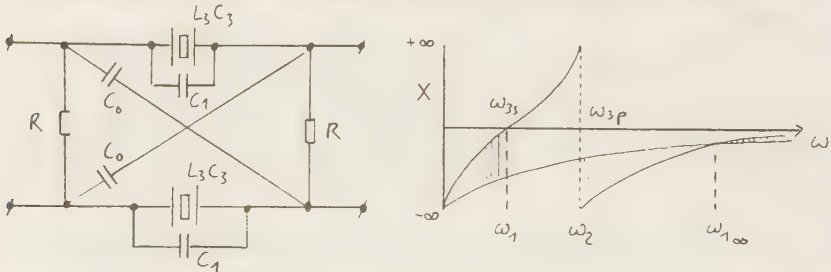


Bild 23. Schaltung und Reaktanzverlauf eines Brückenfilters mit Schwingkristallen und Kondensatoren

Mit den Abkürzungen (7.13) gilt für die Durchlaßgrenzen in Bild 23 :

$$\omega_{3s}^2 = \omega_1^2 = \omega_0^2 (1 - 2\delta') \quad (5.12)$$

$$\omega_{3p}^2 = \omega_2^2 = \omega_0^2 (1 + 2\delta')$$

$$\omega_{3s} \cdot \omega_{3p} \approx \omega_0^2 \quad (5.13)$$

Setzt man die Gln. (5.12) in (5.9) ein, dann folgt

$$\frac{1}{Q_{3min}} = d_{3max} \approx \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{2\omega_0^2} = 2\delta' \quad (5.14)$$

Hierbei sind d_{3max} der zu Q_{3min} gehörende maximale Spulenverlust und $2\delta'$ die relative Durchlaßbreite des Filters.

Da die Güte Q_3 eines Kreises in einem Filter über der minimalen Güte Q_{3min} liegen muß, gilt:

$$Q_{3min} < Q_3 \quad (5.15)$$

$$\text{entsprechend: } d_{3max} > d_3 \quad (5.16)$$

Gl. (5.14) ergibt mit (5.16):

$$2\delta' > d_3 \quad (5.17)$$

Dies bedeutet, daß keine schmalere Durchlaßbreite möglich ist als der Induktivitätsverlust. Die Bedingung (5.17) stimmt mit einer entsprechenden Bedingung überein, die Herzog [12] unter anderen Voraussetzungen für Filter mit verlustbehafteten Parallelinduktivitäten abgeleitet hat.

Ein in Filterbrücken häufig eingesetzter Zweig hat zwei Serien- und Parallelresonanzen. Als Struktur sei die Parallelschaltung zweier Serien - Parallelkreise gewählt:



Bild 24. Parallelschaltung zweier Serien - Parallelkreise mit Verlusten

$$\bar{Z} = \frac{1}{\omega C_1} \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_3}\right) \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_5 C_5}\right) - \frac{1}{Q_3 Q_5} - j \left[\left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_3}\right) \frac{1}{Q_5} + \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_5 C_5}\right) \frac{1}{Q_3} \right]}{1 - \frac{C_1 C_2}{\omega^2 L_3 C_3} - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_5 C_5} + \frac{C_1 + C_2 + C_3}{\omega^2 L_3 L_5 C_3 C_5} - j \left[\frac{1}{Q_3} + \frac{1}{Q_5} - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 L_5 C_3 C_5} \frac{1}{Q_5} - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_5 C_3 C_5} \frac{1}{Q_3} \right]}$$

(5.18)

Gl.(5.18) wird wieder in Real- und Imaginärteil zerlegt.

In einem Zwischenschritt werden die Einzelterme $\frac{1}{\omega^2 L_i C_i}$, $\frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_i C_i C_j}$ näherungsweise durch die entsprechenden Serien- bzw. Parallelresonanzen ersetzt, und diese faktorisiert.

Die erforderlichen Vernachlässigungen sind bei nah beieinanderliegenden Resonanzfrequenzen gering, und für eine Abschätzung in allen Fällen vertretbar. Gl.(5.18) wird somit:

$$\bar{Z} \approx \frac{1}{\omega C_1} \cdot \frac{1}{\left[\left(1 - \frac{\omega_{sp}^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_{s1}^2}{\omega^2}\right) \right]^2 + \left[\frac{1}{Q_3} + \frac{1}{Q_5} - \frac{\omega_{sp}^2}{\omega^2} \frac{1}{Q_5} - \frac{\omega_{sp}^2}{\omega^2} \frac{1}{Q_3} \right]^2} \cdot$$

$$\cdot \left\{ \left[\left(1 - \frac{\omega_{s1}^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_{s2}^2}{\omega^2}\right) - \frac{1}{Q_3 Q_5} \right] \cdot \left[\frac{1}{Q_3} + \frac{1}{Q_5} - \frac{\omega_{sp}^2}{\omega^2} \frac{1}{Q_5} - \frac{\omega_{sp}^2}{\omega^2} \frac{1}{Q_3} \right] - \right.$$

$$\left. - \left[\left(1 - \frac{\omega_{s1}^2}{\omega^2}\right) \frac{1}{Q_5} + \left(1 - \frac{\omega_{s2}^2}{\omega^2}\right) \frac{1}{Q_3} \right] \cdot \left[\left(1 - \frac{\omega_{sp}^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_{sp}^2}{\omega^2}\right) \right] \right.$$

$$\left. - j \left[\left[\left(1 - \frac{\omega_{s1}^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_{s2}^2}{\omega^2}\right) - \frac{1}{Q_3 Q_5} \right] \cdot \left[\left(1 - \frac{\omega_{sp}^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_{sp}^2}{\omega^2}\right) \right] + \right.$$

$$\left. + \left[\left(1 - \frac{\omega_{sp}^2}{\omega^2}\right) \frac{1}{Q_5} + \left(1 - \frac{\omega_{sp}^2}{\omega^2}\right) \frac{1}{Q_3} \right] \cdot \left[\left(1 - \frac{\omega_{s1}^2}{\omega^2}\right) \frac{1}{Q_5} + \left(1 - \frac{\omega_{s2}^2}{\omega^2}\right) \frac{1}{Q_3} \right] \right\}$$

(5.19)

Das Nullsetzen des Imaginärteils von (5.19) als Resonanzbedingung führt auf eine Gleichung 8. Grades in ω_T^2 . Die genaue Lösung der Gleichung ist sehr unübersichtlich, und damit für eine einfache Gütenabschätzung ungeeignet. Mit tragbaren Vernachlässigungen kann Gl.(5.19) faktorisiert, d.h. als Produkt zweier Gleichungen 4. Grades in ω^2 ausgedrückt werden:

$$\operatorname{Im}(\underline{Z}) \approx \frac{-j}{\omega C_A} \cdot \frac{\left[\left(1 - \frac{\omega_{3s}^2}{\omega^2} \right) \left(1 - \frac{\omega_{3p}^2}{\omega^2} \right) + \frac{1}{Q_3^2} \right] \left[\left(1 - \frac{\omega_{5s}^2}{\omega^2} \right) \left(1 - \frac{\omega_{5p}^2}{\omega^2} \right) + \frac{1}{Q_5^2} \right]}{\left(\frac{1}{Q_3} - \frac{1}{Q_5} - \frac{\omega_{3p}^2}{\omega^2} \frac{1}{Q_5} - \frac{\omega_{5p}^2}{\omega^2} \frac{1}{Q_3} \right)^2 + \left[\left(1 - \frac{\omega_{3p}^2}{\omega^2} \right) \left(1 - \frac{\omega_{5p}^2}{\omega^2} \right) \right]^2} \quad (5.20)$$

Die Resonanzbedingung $\operatorname{Im}(\underline{Z}) = 0$ für Gl.(5.20) läßt sich in zwei Einzelbedingungen aufspalten:

$$\left(1 - \frac{\omega_{3s}^2}{\omega^2} \right) \left(1 - \frac{\omega_{3p}^2}{\omega^2} \right) - \frac{1}{Q_3^2} = 0 \quad (5.21)$$

$$\left(1 - \frac{\omega_{5s}^2}{\omega^2} \right) \left(1 - \frac{\omega_{5p}^2}{\omega^2} \right) - \frac{1}{Q_5^2} = 0 \quad (5.22)$$

Die Gln.(5.21) und (5.22) sind identisch mit (5.4) und können wie diese weiterbehandelt werden. Man erhält somit:

$$\begin{aligned} Q_{3 \text{ min}} &\approx \frac{\omega_{3p}}{\omega_{3p} - \omega_{3s}} \\ Q_{5 \text{ min}} &\approx \frac{\omega_{5p}}{\omega_{5p} - \omega_{5s}} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Aus numerischen Berechnungen der Lösungen von (5.20) für verschiedene Scheinwiderstände der Struktur Bild 24 läßt sich empirisch ableiten, daß die Brauchbarkeit der Gütenabschätzungen (5.23) an die Erfüllung der Bedingung

$$\frac{\omega_{5s} - \omega_{3p}}{\omega_{5s}} > \frac{1}{\sqrt{Q_3 Q_5}} \quad (5.24)$$

gebunden ist.

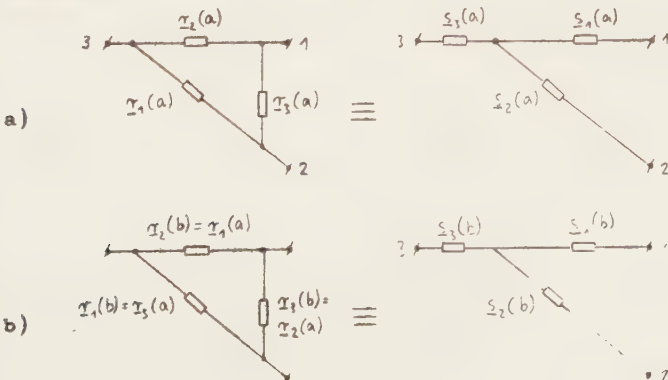
Die Abschätzungen (5.23) haben sich trotz ihrer möglichen Unzulänglichkeiten bei dem Bau der nachfolgenden Filter als sehr nützliches Kriterium erwiesen.

6. Untersuchung möglicher Erweiterungsglieder hinsichtlich ihrer Verwendbarkeit in Filterschaltungen

Um die Möglichkeiten aufzuzeigen, die sich durch die Erweiterung einer Brückenschaltung ergeben, werden Erweiterungsglieder, die durch Zusammenschalten von Kapazitäten, Induktivitäten, Serien- und Parallelkreisen entstehen, auf ihre Eigenschaften untersucht. Es werden die Reaktanzfunktionen der Dreieck - Stern - Transformatoren s_j und deren Kombinationen $s_j + s_k$ ($j, k = 1, 2, 3; j \neq k$), sowie ihre Ersatzschaltungen, soweit sie darstellbar sind, angegeben. Bei der Berechnung erweiterter Filter mit verschiedenartigen Erweiterungsgliedern zeigt sich, daß lediglich solche Glieder brauchbar sind, die nur eine Serien- und Parallelresonanz aufweisen.

Da die Erweiterungsglieder in beiden Brückenzweigen wirksam sind, können mehrere gleichartige Resonanzen durch die restlichen Filterelemente (Z_1, Z_2, Z_4), die teilweise ebenfalls doppelt wirksam sind, nicht in dem erforderlichen Maß beeinflußt werden. Die Folge sind stets unannehmbare Nebenbedingungen für die Filtereigenschaften (Sperrstellen im Durchlaßbereich, bzw. Durchlaßbereiche hinter den Polstellen), sodaß die o.g. Beschränkung auf Erweiterungsglieder mit einfachen Resonanzen angebracht ist.

Durch Drehung der Erweiterungsglieder (im Uhrzeigersinn) können diese in drei Anordnungen in das Filter eingesetzt werden:



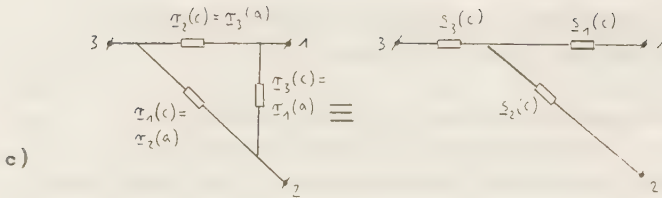


Bild 25. Die drei Anordnungsmöglichkeiten
der Erweiterungsglieder in einem Filter

Die nachfolgend aufgeführten D - S - Transformierten $\underline{s}_j$ und die Kombinationen $\underline{s}_j + \underline{s}_k$ sind auf die Anordnung a (Bild 25a) der Erweiterungsglieder bezogen. In dieser Anordnung sind die Transformierten $\underline{s}_1$ und $\underline{s}_2$ Reaktanzen, $\underline{s}_3$ dagegen nicht.

In den Anordnungen b und c (Bild 25) ergeben sich die $\underline{s}_j(b, c)$ aus den $\underline{s}_j(a)$ durch die folgenden Zuordnungen:

Anordnung b: $\underline{s}_1(b) = \underline{s}_3(a)$
 $\underline{s}_2(b) = \underline{s}_1(a)$
 $\underline{s}_3(b) = \underline{s}_2(a)$

In diesem Fall sind $\underline{s}_2$ und $\underline{s}_3$ Reaktanzen, $\underline{s}_1$ dagegen nicht.

Anordnung c: $\underline{s}_1(c) = \underline{s}_2(a)$
 $\underline{s}_2(c) = \underline{s}_3(a)$
 $\underline{s}_3(c) = \underline{s}_1(a)$

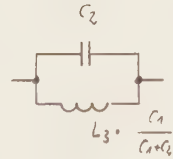
Hier sind $\underline{s}_1$ und $\underline{s}_3$ Reaktanzen, $\underline{s}_2$ dagegen nicht.

In allen drei Anordnungen sind die Kombinationen $\underline{s}_j + \underline{s}_k$ stets wieder Reaktanzen.

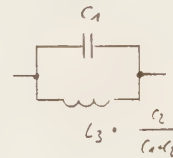
Erweiterungsglied E1

Bild 26 a. Erweiterungsglied E1

$$\underline{S}_1 = \frac{1}{j\omega C_2} \cdot \frac{1}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}}$$



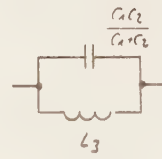
$$\underline{S}_2 = \frac{1}{j\omega C_1} \cdot \frac{1}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}}$$



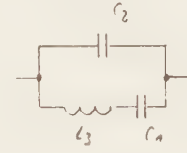
$$\underline{S}_3 = \frac{1}{j\omega (C_1 + C_2)} \cdot \frac{\frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}}$$

nicht darstellbar

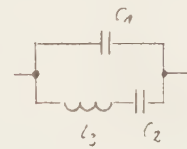
$$\underline{S}_1 + \underline{S}_2 = \frac{C_1 + C_2}{j\omega C_1 C_2} \cdot \frac{1}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}}$$



$$\underline{S}_1 + \underline{S}_3 = \frac{1}{j\omega C_2} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_1}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}}$$



$$\underline{S}_2 + \underline{S}_3 = \frac{1}{j\omega C_1} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_2}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}}$$



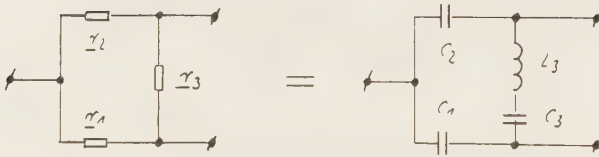
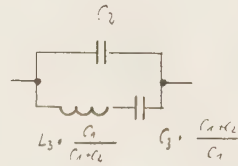
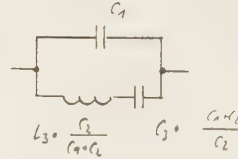
Erweiterungsglied E2

Bild 26b. Erweiterungsglied E2

$$\underline{S}_1 = \frac{1}{j\omega C_2} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_3}}{1 - \frac{C_2 C_3 + C_1 C_3 + C_2 C_1}{\omega^2 L_3 C_1 C_2 C_3}}$$



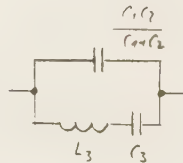
$$\underline{S}_2 = \frac{1}{j\omega C_1} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_3}}{1 - \frac{C_2 C_3 + C_1 C_3 + C_2 C_1}{\omega^2 L_3 C_1 C_2 C_3}}$$



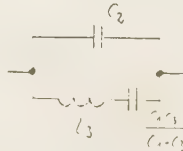
$$\underline{S}_3 = \frac{1}{j\omega (C_1 + C_2)} \cdot \frac{\frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}}{1 - \frac{C_2 C_3 + C_1 C_3 + C_2 C_1}{\omega^2 L_3 C_1 C_2 C_3}}$$

nicht darstellbar

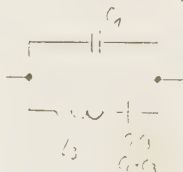
$$\underline{S}_1 + \underline{S}_2 = \frac{C_1 + C_2}{j\omega C_1 C_2} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_3}}{1 - \frac{C_2 C_3 + C_1 C_3 + C_2 C_1}{\omega^2 L_3 C_1 C_2 C_3}}$$



$$\underline{S}_1 + \underline{S}_3 = \frac{1}{j\omega C_2} \cdot \frac{1 - \frac{C_1 + C_3}{\omega^2 L_3 C_1 C_3}}{1 - \frac{C_2 C_3 + C_1 C_3 + C_2 C_1}{\omega^2 L_3 C_1 C_2 C_3}}$$



$$\underline{S}_2 + \underline{S}_3 = \frac{1}{j\omega C_1} \cdot \frac{1 - \frac{C_2 + C_3}{\omega^2 L_3 C_2 C_3}}{1 - \frac{C_2 C_3 + C_1 C_3 + C_2 C_1}{\omega^2 L_3 C_1 C_2 C_3}}$$



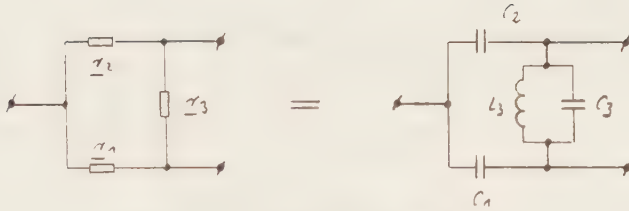
Erweiterungsglied E3

Bild 26 c. Erweiterungsglied E3

$$\underline{S}_1 = \frac{C_1}{j\omega(C_1L_3 + C_1C_3 + C_2C_3)} \cdot \frac{1}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3(C_1L_3 + C_1C_3 + C_2C_3)}}$$

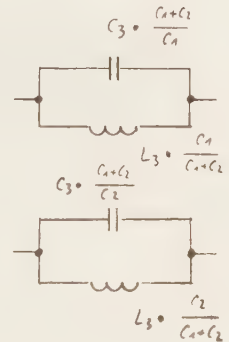
$$\underline{S}_2 = \frac{C_2}{j\omega(C_1L_3 + C_1C_3 + C_2C_3)} \cdot \frac{1}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3(C_1L_3 + C_1C_3 + C_2C_3)}}$$

$$\underline{S}_3 = \frac{C_3}{j\omega(C_1L_3 + C_1C_3 + C_2C_3)} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_3}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3(C_1L_3 + C_1C_3 + C_2C_3)}}$$

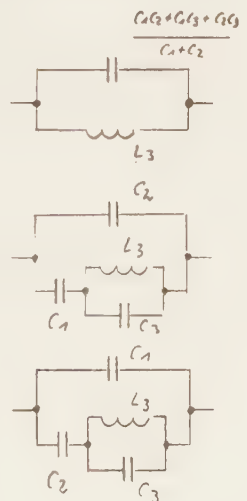
$$\underline{S}_1 + \underline{S}_2 = \frac{C_1 + C_2}{j\omega(C_1L_3 + C_1C_3 + C_2C_3)} \cdot \frac{1}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3(C_1L_3 + C_1C_3 + C_2C_3)}}$$

$$\underline{S}_1 + \underline{S}_3 = \frac{C_1 + C_3}{j\omega(C_1L_3 + C_1C_3 + C_2C_3)} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3(C_1 + C_3)}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3(C_1L_3 + C_1C_3 + C_2C_3)}}$$

$$\underline{S}_2 + \underline{S}_3 = \frac{C_2 \cdot C_3}{j\omega(C_1L_3 + C_1C_3 + C_2C_3)} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3(C_2 \cdot C_3)}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3(C_1L_3 + C_1C_3 + C_2C_3)}}$$



nicht darstellbar



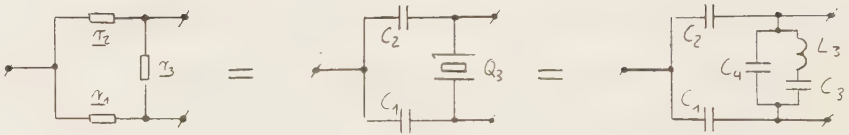
Erweiterungsglied E4

Bild 26 d. Erweiterungsglied E4

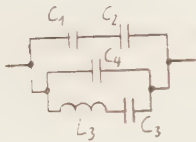
$$\underline{S}_1 = \frac{C_1}{j\omega(C_1C_2 + C_1C_4 + C_2C_4)} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_3}}{1 - \frac{C_1C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{\omega^2 L_3 C_3 (C_1C_2 + C_1C_4 + C_2C_4)}}$$

$$\underline{S}_2 = \frac{C_2}{j\omega(C_1C_2 + C_1C_4 + C_2C_4)} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_3}}{1 - \frac{C_1C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{\omega^2 L_3 C_3 (C_1C_2 + C_1C_4 + C_2C_4)}}$$

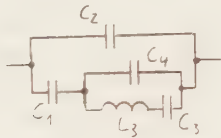
$$\underline{S}_3 = \frac{C_4}{j\omega(C_1C_2 + C_1C_4 + C_2C_4)} \cdot \frac{1 - \frac{C_3 + C_4}{\omega^2 L_3 C_3 C_4}}{1 - \frac{C_1C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{\omega^2 L_3 C_3 (C_1C_2 + C_1C_4 + C_2C_4)}}$$

nicht darstellbar

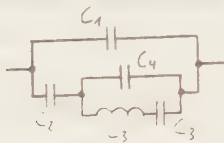
$$\underline{S}_1 + \underline{S}_2 = \frac{C_1 + C_2}{j\omega(C_1C_2 + C_1C_4 + C_2C_4)} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_3}}{1 - \frac{C_1C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{\omega^2 L_3 C_3 (C_1C_2 + C_1C_4 + C_2C_4)}}$$



$$\underline{S}_1 + \underline{S}_3 = \frac{C_1 + C_4}{j\omega(C_1C_2 + C_1C_4 + C_2C_4)} \cdot \frac{1 - \frac{C_1 + C_3 + C_4}{\omega^2 L_3 C_3 (C_1 + C_4)}}{1 - \frac{C_1C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{\omega^2 L_3 C_3 (C_1C_2 + C_1C_4 + C_2C_4)}}$$



$$\underline{S}_2 + \underline{S}_3 = \frac{C_2 + C_4}{j\omega(C_1C_2 + C_1C_4 + C_2C_4)} \cdot \frac{1 - \frac{C_2 + C_3 + C_4}{\omega^2 L_3 C_3 (C_2 + C_4)}}{1 - \frac{C_1C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{\omega^2 L_3 C_3 (C_1C_2 + C_1C_4 + C_2C_4)}}$$



7. Aufbau beidseitig erweiterter Filter

Als Erweiterungsglieder für die nachfolgend beschriebenen Filter 1 bis 4 wurde die Kombination E1 verwendet, da sie die Herstellung erweiterter Filter mit geringstmöglichem Bauelementeaufwand gestattet.

Die Erweiterungsglieder können in drei Stellungen in das Filter eingesetzt werden (Bild 27):

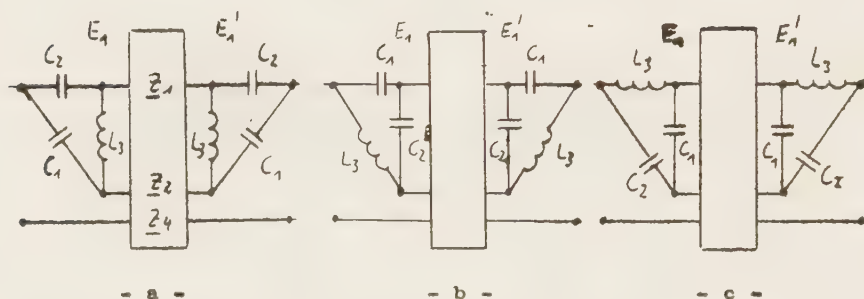


Bild 27. Die drei Anordnungsmöglichkeiten des Erweiterungsgliedes E1 in einem Filter

Bei der Berechnung der Filter zeigte sich in allen Fällen, daß die Anordnung Bild 27b sehr ungünstige Eigenschaften bezüglich der Herstellbarkeit der Filter und Größe der Bauelemente besitzt.

Es werden daher nur die Anordnungen Bild 27 a und c untersucht.

Für die Filterberechnung werden die Brückenzweige $\underline{Y}_1$ und $\underline{Y}_2$ nach (2.5) als verlustfreie Reaktanzen angenommen:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_1 &= jX_1 \\ \underline{Y}_2 &= jX_2 \end{aligned} \quad (2.5)'$$

7.1 Filter 1

Die Schaltungen der Filter 1a, 1c und 1a', 1c' mit ihren resultierenden Brückenreaktanzen X_1 (Formel (3.27), Bild 6) und X_2 (Formel (3.28), Bild 7) sind in den Bildern 29, 30, 34, 35 dargestellt.

Aus (7.16), (7.17), (7.19), (7.20) ist ersichtlich, daß die Reaktanz X_1 zwei Serien- und Parallelresonanzen, die Reaktanz X_2 eine Serien- und Parallelresonanz aufweist. Für die Filter 1a' und 1c' (Bild 34 und 35) gilt das gleiche.

Bei allen vier Filtern lassen sich die Resonanzfrequenzen f_{2s} und f_{3p} , bzw. f_{2p} und f_{5s} zusammenlegen, sodaß sich der in Bild 28 gezeigte Reaktanzverlauf mit drei freien Polstellen ergibt:

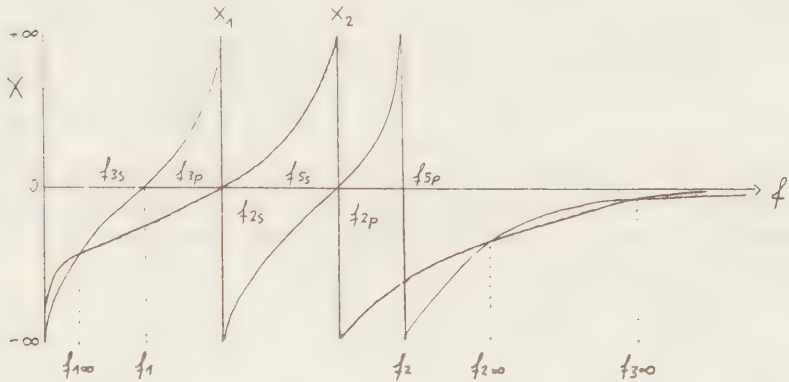


Bild 28. Reaktanzanordnung der Filter 1 und 1'

Die Brückenzeige der Filter lauten mit den Bezeichnungen in Bild 28 :

$$X_1 = -\frac{1}{\omega C v_1} \cdot \frac{(f^2 - f_{3s}^2)(f^2 - f_{5s}^2)}{(f^2 - f_{1p}^2)(f^2 - f_{3p}^2)} = -\frac{1}{\omega C v_1} \cdot \frac{(f^2 - f_1^2)(f^2 - f_3^2)}{(f^2 - f_{1s}^2)(f^2 - f_{3s}^2)} \quad (7.1)$$

$$X_2 = -\frac{1}{\omega C v_2} \cdot \frac{f^2 - f_{1s}^2}{f^2 - f_{2p}^2} = -\frac{1}{\omega C v_2} \cdot \frac{f^2 - f_{1s}^2}{f^2 - f_{2s}^2} \quad (7.2)$$

Die Nullstellenbedingung (2.10) ergibt:

$$\frac{1}{4\pi^2 f_{01}^2 C_{V1} C_{V2}} = \frac{f_{1\infty}^2 \cdot f_1^2}{f_2^2 - f_{01}^2} = R' \quad (7.3)$$

Wird die Nullstelle f_{01} mit dem Abschlußwiderstand R auf die Mittenfrequenz f_0 mit R_0 als Abschlußwiderstand gelegt, vereinfacht sich (7.3) zu:

$$\frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_{V1} C_{V2}} = R_0^2 \quad (7.4)$$

mit

$$R = R_0 \cdot \frac{f_0}{f_{01}} \cdot \sqrt{\frac{f_{01}^2 - f_1^2}{f_2^2 - f_{01}^2}} \quad (7.5)$$

Der Quotient der Brückenzeige ergibt sich zu:

$$\frac{X_1}{X_2} = \frac{C_{V2}}{C_{V1}} \cdot \frac{f_1^2 f_{55}^4}{f_{15}^4 f_2^2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{f_1^2}{f_1^2}\right) \left(1 - \frac{f_2^2}{f_{55}^2}\right)}{\left(1 - \frac{f_2^2}{f_{15}^2}\right) \left(1 - \frac{f_2^2}{f_2^2}\right)} \quad (7.6)$$

Setzt man den Quotienten $\frac{X_1}{X_2}$ gleich Eins, erhält man die drei Polstellen $f_{1\infty}$, $f_{2\infty}$, $f_{3\infty}$ (s. Gl. (2.10)). Durch Vergleich von (7.6) mit dem Wellenübertragungsmaß eines Filters mit drei Polstellen [13] erhält man:

$$\frac{C_{V2}}{C_{V1}} \cdot \frac{f_1^2 f_{55}^4}{f_{15}^4 f_2^2} = \left(\frac{A+C}{1+B} \right)^2 = k^2 \quad (7.7)$$

mit

$$A = m_1 + m_2 + m_3$$

$$B = m_1 m_2 + m_1 m_3 + m_2 m_3 \quad (7.8)$$

$$C = m_1 m_2 m_3$$

$$\text{wobei } m_i = \frac{f_1}{f_i} \cdot \sqrt{\frac{f_i^2 - f_{i\infty}^2}{f_2^2 - f_{i\infty}^2}} \quad (7.9)$$

Für eine vereinfachte Filterberechnung kann der Frequenz=ausdruck in (7.7) näherungsweise gleich Eins gesetzt werden:

$$\frac{f_1 f_{55}^2}{f_{15}^2 f_2} = 1 \quad (7.10)$$

Die Resonanzfrequenzen der Filter berechnen sich aus den Gleichungen:

$$f_{2s}^2 = \frac{f_1^2 f_2^2 (1 + \beta)}{f_1^2 + f_2^2 \beta} \quad (7.11)$$

$$f_{5s}^2 = \frac{f_1^2 f_2^2 (A + C)}{A f_1^2 + C f_2^2} \quad (7.12)$$

Für eine vereinfachte Filterberechnung werden alle Größen auf die Durchlaßgrenzen f_1 und f_2 bezogen:

$$\begin{aligned} f_0^2 &= \frac{f_1^2 + f_2^2}{2} \\ f^2 &= f_0^2 (1 + 2\chi') & f_{i\infty}^2 &= f_0^2 (1 + 2\Delta') \\ f_1^2 &= f_0^2 (1 - 2\delta') & f_2^2 &= f_0^2 (1 + 2\delta') \end{aligned} \quad (7.13)$$

mit

$$\begin{aligned} \delta' &= \frac{\delta}{f_0} & \delta &= \frac{f_2 - f_1}{2} \\ \Delta_i' &= \frac{\Delta_i}{f_0} & \Delta_i &= f_0 - f_{0i} \end{aligned} \quad (7.14)$$

$$\begin{aligned} \chi' &= \frac{\chi}{f_0} & \chi &= f - f_0 \end{aligned}$$

und

$$q_i' = \frac{\Delta_i'}{\delta} \quad z = \frac{\chi}{\delta} \quad (7.15)$$

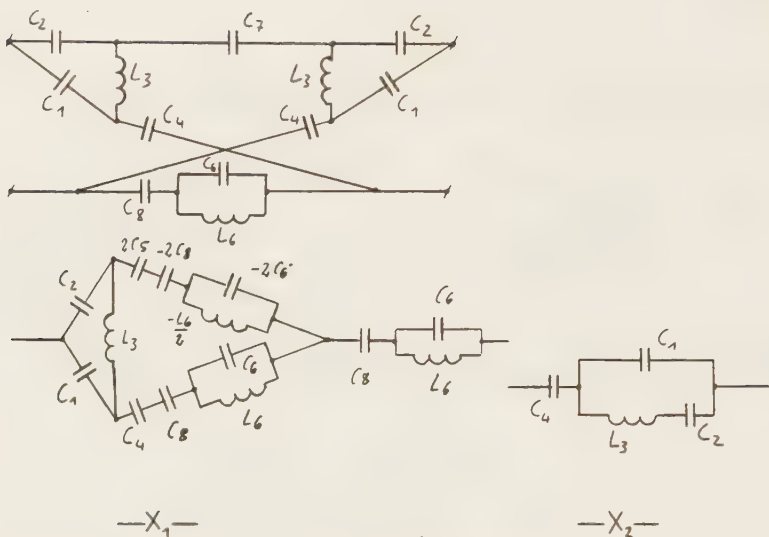


Bild 29. Filter 1a mit den resultierenden Brückenzweigen X_1 und X_2

$$X_1 = -\frac{K_1}{\omega K_3} \cdot \frac{1 - \frac{K_{12}}{\omega^2 L_3 K_{11}} - \frac{K_{13}}{\omega^2 L_6 K_{11}} + \frac{K_{14}}{\omega^4 L_3 L_6 K_{11}}}{1 - \frac{K_4}{\omega^2 L_3 K_3} - \frac{K_5}{\omega^2 L_6 K_3} + \frac{K_6}{\omega^4 L_3 L_6 K_3}} \quad (7.16)$$

$$X_2 = -\frac{C_1 + C_4}{\omega C_1 C_4} \cdot \frac{1 - \frac{C_1 + C_2 + C_4}{\omega^2 L_3 C_2 (C_1 + C_4)}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (7.17)$$

mit

$$K_1 = 2 C_2 C_4 C_5 + 2 C_1 C_4 C_5 + C_1 C_2 C_4 + 2 C_1 C_2 C_5$$

$$K_2 = C_2 C_4 + 2 C_2 C_5 + C_1 C_4 + 2 C_1 C_5$$

$$K_3 = C_6 C_8 K_1 + (C_6 + C_8) C_1 C_2 C_4 C_5$$

$$K_4 = (C_6 + C_8) (C_1 + C_2) C_4 C_5 + C_6 C_8 K_2$$

$$K_5 = C_8 K_1 + C_1 C_2 C_4 C_5$$

$$K_6 = (C_1 + C_2) C_4 C_5 + C_8 K_2$$

$$K_7 = 4 C_1 C_4 C_5 + 2 C_1 C_2 C_4 + C_2 C_4 C_5 + C_1 C_2 C_5$$

$$K_8 = 2 C_2 C_4 + 2 C_1 C_4 + C_1 C_5 + C_2 C_5 + C_4 C_5$$

$$K_9 = 2 C_4 C_5 + 2 C_1 C_5 + C_2 C_4 + C_1 C_2$$

$$K_{10} = C_1 + C_2 + C_4 + 2 C_5$$

$$K_{11} = (C_6 + C_8) K_7 + C_6 C_8 K_9$$

$$K_{12} = (C_6 + C_8) K_8 + C_6 C_8 K_{10}$$

$$K_{13} = K_7 + C_8 K_9$$

$$K_{14} = K_8 + C_8 K_{10}$$

(7.18)

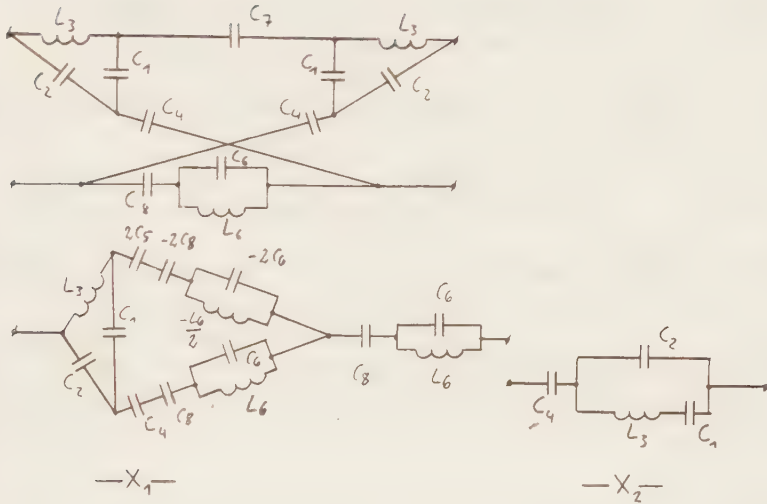


Bild 30. Filter 1c mit den resultierenden
Brückenzweigen X_1 und X_2

$$X_1 = -\frac{K_{11}}{\omega C_2 K_3} \cdot \frac{1 - \frac{K_{12}}{\omega^2 L_3 K_{11}} - \frac{K_{13}}{\omega^2 L_6 K_{11}} + \frac{K_{14}}{\omega^4 L_3 L_6 K_{11}}}{1 - \frac{K_4}{\omega^2 L_3 C_2 K_3} - \frac{K_5}{\omega^2 L_6 K_3} - \frac{K_6}{\omega^4 L_3 L_6 C_2 K_3}} \quad (7.19)$$

$$X_2 = -\frac{C_2 + C_4}{\omega C_2 C_4} \cdot \frac{1 - \frac{C_1 + C_2 + C_4}{\omega^2 L_3 C_1 (C_2 + C_4)}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (7.20)$$

mit

$$\begin{aligned} K_1 &= C_1 C_4 + 2 C_1 C_5 + 2 C_4 C_5 \\ K_2 &= C_1 C_4 + 2 C_1 C_5 + 2 C_4 C_5 + C_2 C_4 + 2 C_2 C_5 \\ K_3 &= C_6 C_8 K_1 + (C_6 + C_8) C_1 C_4 C_5 \\ K_4 &= (C_6 + C_8) (C_1 + C_2) C_4 C_5 + C_6 C_8 K_2 \\ K_5 &= C_8 K_1 + C_1 C_4 C_5 \\ K_6 &= (C_1 + C_2) C_4 C_5 + C_8 K_2 \\ K_7 &= 2 C_1 C_2 C_4 + 4 C_2 C_4 C_5 + C_1 C_2 C_5 + C_1 C_4 C_5 \\ K_8 &= 2 C_1 C_4 + 2 C_2 C_4 + C_1 C_5 + C_4 C_5 + C_2 C_5 \\ K_9 &= C_1 C_4 + C_1 C_2 + 2 C_1 C_5 + 2 C_4 C_5 + 2 C_2 C_5 \\ K_{10} &= C_1 + C_2 + C_4 \\ K_{11} &= (C_6 + C_8) K_7 + C_6 C_8 K_9 \\ K_{12} &= (C_6 + C_8) K_8 + C_6 C_8 K_{10} \\ K_{13} &= K_7 + C_8 K_9 \end{aligned} \quad (7.21)$$

Bei Filter 1a (Bild 29, Formel (7.16) bis (7.18)) berechnen sich die Resonanzfrequenzen für X_1 und X_2 zu:

$$\frac{k_{12}}{L_3 k_{11}} + \frac{k_{13}}{L_6 k_{11}} = \omega_{3s}^2 + \omega_{5s}^2 \quad (7.22)$$

$$\frac{k_{14}}{L_3 L_6 k_{11}} = \omega_{3s}^2 \cdot \omega_{5s}^2 \quad (7.23)$$

$$\frac{k_4}{L_3 k_3} + \frac{k_5}{L_6 k_3} = \omega_{3p}^2 + \omega_{5p}^2 \quad (7.24)$$

$$\frac{k_6}{L_3 L_6 k_3} = \omega_{3p}^2 \cdot \omega_{5p}^2 \quad (7.25)$$

$$\frac{C_1 + C_2 + C_4}{L_3 C_2 (C_1 + C_4)} = \omega_{2s}^2 \quad (7.26)$$

$$\frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2} = \omega_{2p}^2 \quad (7.27)$$

Bei Filter 1a lassen sich die Resonanzfrequenzen f_{2s} und f_{3p} , bzw. f_{2p} und f_{5s} zusammenlegen, so daß sich der in Bild 28 gezeigte Reaktanzverlauf des Filters ergibt.

Mit den Bedingungen $\omega_{3s} = \omega_1$ $\omega_{3p} = \omega_{2s}$ $\omega_{2p} = \omega_{5s}$ $\omega_{5s} = \omega_2$ lassen sich die Gln. (7.22) bis (7.27) umschreiben:

$$\frac{k_{12}}{L_3 k_{11}} + \frac{k_{13}}{L_6 k_{11}} = \omega_1^2 + \omega_{2s}^2 \quad (7.28)$$

$$\frac{k_{14}}{L_3 L_6 k_{11}} = \omega_1^2 \cdot \omega_{2s}^2 \quad (7.29)$$

$$\frac{k_4}{L_3 k_3} + \frac{k_5}{L_6 k_3} = \omega_{2s}^2 + \omega_2^2 \quad (7.30)$$

$$\frac{k_6}{L_3 L_6 k_3} = \omega_{2s}^2 \cdot \omega_2^2 \quad (7.31)$$

$$\frac{C_1 + C_2 + C_4}{L_3 C_2 (C_1 + C_4)} = \omega_{2s}^2 \quad (7.32)$$

$$\frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2} = \omega_{2s}^2 \quad (7.33)$$

Hinzu kommt die Polstellenbedingung nach (2.10):

$$\frac{C_{V_2}}{C_{V_1}} = \frac{C_1 C_4 K_{11}}{(C_1 + C_4) K_3} = \left(\frac{A+C}{1+B} \right)^2 \quad (7.34)$$

und die Nullstellenbedingung nach (2.10):

$$C_{V_1} C_{V_2} = \frac{K_3 C_1 C_4}{K_{11} (C_1 + C_4)} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 R_0^2} \quad (7.35)$$

Damit sind alle Filtergleichungen aufgestellt.

Aus dem Umfang der Gleichungen (7.28) bis (7.35) ist zu ersehen, daß sich die Filterelemente nur mit Näherungsmethoden berechnen lassen.

Es wurde ein Näherungsverfahren verwendet, das in fast allen wissenschaftlichen Rechenzentren als Bibliotheksprogramm verfügbar ist.

Gegeben sei ein Gleichungssystem

$$\sum_i a_{ji} x_i - b_j = R_j \quad (7.36)$$

$$\sum_i a_{ni} x_i - b_n = R_n$$

mit den bekannten Koeffizienten a_{ji} , b_j , und den Unbekannten x_i ($i = 1, 2, \dots, m$; $j = 1, 2, \dots, n$).

Sind die x_i bekannt, dann werden bei ihrem Einsetzen in das System (7.36) alle n Gleichungen zu Null, d.h. die rechts stehenden Restgrößen $R_1, \dots, R_n$ verschwinden.

Kennt man dagegen nur die ungefähren Werte der x_i , dann können diese als Startwerte in das System (7.36) eingesetzt werden. In diesem Fall verschwinden die Restgrößen $R_1, \dots, R_n$ nicht. Es läßt sich nun eine Fehlerfunktion bilden:

$$F = R_1^2 + R_2^2 + \dots + R_n^2 \quad (7.37)$$

Durch das Quadrieren der Restglieder wird die Funktion F positiv definit.

Variiert man die eingesetzten Startwerte in geeigneter Weise, läßt sich die Fehlerfunktion F minimieren (Bild 31):

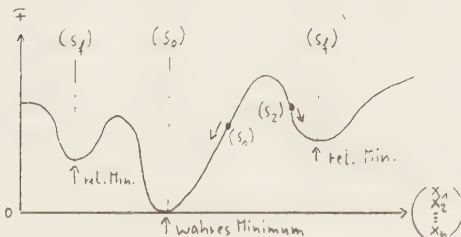


Bild 31
Fehlerfunktion F

Aus Bild 31 ist ersichtlich, daß dieses Näherungsverfahren große Ansprüche an die Güte der Startwerte stellt. Es hängt sehr von der Art der zu lösenden Gleichungen ab, ob und in welchem Abstand von dem wahren Minimum der Fehlerfunktion im Raum $\begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix}$ weitere relative Minima existieren.

Das Startwert - Tupel (s_1) führt nach dem Minimierungsprozeß zu den richtigen Endwerten (s_0) , während das etwas ungünstigere Tupel (s_2) zu dem falschen Ergebnis (s_4) führt.

Durch geeignete Normierung der Gln. (7.36) muß dafür gesorgt werden, daß alle Restgrößen $R_1 \dots R_n$ in (7.37) in gleicher Größenordnung liegen. Ist dies nicht der Fall, dann wird der zu den richtigen Ergebnissen führende Konvergenzbereich des Näherungsverfahrens zusätzlich eingeschränkt.

Filter 1a (Bild 29):

Die Gleichungen (7.28) bis (7.35) lassen sich mit den Filterelementen C_i , L_i als Unbekannte ohne Schwierigkeiten in das System (7.36) übertragen. Die Berechnung der Startwerte wird näherungsweise mit dem nachfolgend beschriebenen Verfahren vorgenommen.

Vorgegeben werden die Grenzfrequenzen f_1 und f_2 , sowie die Polstellen q_1 , q_2 , q_3 . Die Zwischenfrequenzen f_{23} und f_{35} berechnen sich nach (7.11) bzw. (7.12).

Nach (7.17) bilden die Induktivität L_3 und die Serienschaltung der Kapazitäten C_1 und C_2 die Parallelresonanz des Brücken= zweiges X_2 . Die Serienschaltung von C_1 und C_2 wird durch eine Hilfskapazität C_3 dargestellt:

$$C_3 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (7.38)$$

Durch die zahlenmäßige Vorgabe der Größe C_3 wird ein numerischer Bezug der Startwerte erreicht. Variiert man C_1 , ergibt sich für C_2 :

$$C_2 = \frac{C_1 C_3}{C_1 - C_3} \quad (7.39)$$

Variationsbereich C_1 : $C_1 > C_3$

Für L_3 ergibt sich nach (7.17) mit (7.31):

$$L_3 = \frac{1}{4 \pi f_{2p}^2 C_3} \quad (7.40)$$

Der Resonanzabstand von X_2 ergibt sich aus (7.17) nach einigen Umrechnungen zu:

$$\frac{f_{2p} - f_{2s}}{f_{2s}} = d \sim \frac{C_2 C_4}{2 C_1 (C_1 + C_2 + C_4)} \quad (7.41)$$

(7.41) wird nach C_4 aufgelöst:

$$C_4 = \frac{2d C_1 (C_1 + C_2)}{C_2 - 2d C_1} \quad (7.42)$$

In Abhängigkeit von C_1 sind somit die Größen C_2 , C_4 , L_3 gegeben.

Zur überschlägigen Berechnung der Filterelemente kann Formel (7.16) für ein schmalbandiges Filter faktorisiert werden:

$$X_1 = - \frac{k_{11}}{\omega k_5} \cdot \frac{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{3s}^2}\right) \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{5s}^2}\right)}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{3p}^2}\right) \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{5p}^2}\right)} \sim - \frac{k_{11}}{\omega k_3} \cdot \frac{\left(1 - \frac{k_{12}}{\omega^2 L_3 k_{11}}\right) \left(1 - \frac{k_{13}}{\omega^2 L_6 k_{11}}\right)}{\left(1 - \frac{k_4}{\omega^2 L_3 k_3}\right) \left(1 - \frac{k_5}{\omega^2 L_6 k_3}\right)} \quad (7.43)$$

Die Resonanzen ω_{5s} und ω_{5p} werden hauptsächlich von der Induktivität L_6 und den Kapazitäten bestimmt, während die Induktivität L_3 nur wenig eingeht.

Aus (7.43) entnimmt man näherungsweise für das Verhältnis der Resonanzen ω_{5s} und ω_{5p} :

$$\frac{\omega_{5p}^2}{\omega_{5s}^2} \sim \frac{k_5 k_{11}}{k_3 k_{13}} = 1 + 2 \delta \quad (7.44)$$

In dem Term mit den Kombinationen k_i sind nach (7.18) alle Filterkapazitäten enthalten. Die Kapazitäten C_2 und C_4 sind mit C_1 als erste Variable bereits festgelegt. Als zweite Variable wird die Kapazität C_5 herangezogen.

Variationsbereich C_5 : $0 < C_5 < C_3$

Das Verhältnis der restlichen beiden Kapazitäten C_6 und C_7 wird festgelegt. Es bestimmt den Transformationsfaktor, mit dem die Größen C_6 , C_7 , L_6 gegebenenfalls in die Ersatzgrößen eines Schwingquarzes umgerechnet werden.

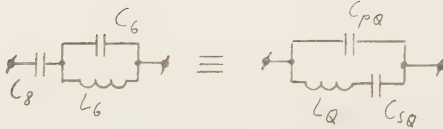


Bild 32. Serienparallelkreis und äquivalente Ersatzgrößen eines Schwingquarzes

Zwischen den äquivalenten Schaltungen Bild 32 sind folgende Bauelementetransformationen möglich:

$$C_{pa} = \frac{C_6}{a} \quad \frac{C_{sa}}{C_{pa}} = \frac{C_8}{C_6} \quad (7.45)$$

$$C_{sa} = \frac{C_8}{a} \quad L_q = L_6 \cdot a^2 \quad \text{mit } a = 1 + \frac{C_6}{C_8}$$

Das Kapazitätsverhältnis $\frac{C_{sa}}{C_{pa}}$ hat bei Schwingquarzen eine obere Grenze; bei Mittelwellenquarzen liegt diese bei ca. 10^{-2} . Schaltungen nach Bild 32 können nach [10] für dieses Kapazitätsverhältnis mit diskreten Bauelementen und Schwingquarzen realisiert werden, Schaltungen mit kleinerem Kapazitätsverhältnis dagegen nur mit Schwingquarzen, und Schaltungen mit größerem Kapazitätsverhältnis nur mit diskreten Elementen aufgebaut werden.

Für die Ermittlung der Startwerte wird das Kapazitätsverhältnis zu 10^{-2} gewählt: $C_8 = C_6 \cdot e \quad e = 10^{-2} \quad (7.46)$

Um Gl. (7.44) mit (7.46) nach C_6 auflösen zu können, werden die K_i , soweit sie die Größen C_6 und C_8 enthalten, in ihre Einzelterme aufgespalten. Nach (7.18) ergibt sich:

$$\begin{aligned} K_3 &= C_6 C_1 K_4 + (C_6 + C_8) C_1 C_2 C_4 C_5 \\ K_5 &= C_8 K_4 + C_1 C_2 C_4 C_5 \\ K_{q1} &= (C_6 + C_8) K_2 + C_6 C_2 K_9 \\ K_{q3} &= K_1 + C_8 K_7 \end{aligned} \quad (7.47)$$

Die Größen K_1 , K_2 , K_9 sind unabhängig von C_6 und C_8 .

Einsetzen von (7.47) in (7.44) ergibt mit (7.46):

$$1 + 2\delta = \frac{(C_6 e K_4 + C_1 C_2 C_4 C_5)(C_6(e+1)K_2 + C_6^2 e K_9)}{(C_6^2 e K_4 + C_6(e+1)C_1 C_2 C_4 C_5)(K_2 + C_6 e K_9)} \quad (7.48)$$

Dies ergibt eine quadratische Gleichung in C_6 mit den Lösungen:

$$C_{6,12} = \frac{k_1 k_7 (e - 2\delta) - k_9 C_1 C_2 C_4 C_5 (2\delta(e+1) + e)}{2\alpha k_1 k_9 \cdot 2\delta} \quad (+)$$

$$+ \sqrt{\left(\frac{k_1 k_7 (e - 2\delta) - k_9 C_1 C_2 C_4 C_5 (2\delta(e+1) + e)}{2\alpha k_1 k_9 \cdot 2\delta} \right)^2 - \frac{k_2 C_1 C_2 C_4 C_5 (e+1)}{e^2 k_1 k_9}}$$

Nur die positive Lösung ist brauchbar.

Die Berechnung der Induktivität L_6 erfolgt näherungsweise nach (7.43):

$$L \sim \frac{k_{13}}{4\pi^2 f_{S3}^2 k_{11}} \quad (7.50)$$

Mit den Gln. (7.35) bis (7.50) lassen sich alle Filterelemente abhängig von den Variablen C_4 und C_5 und der festgelegten Größe e berechnen. Für ein gegebenes Wertepaar C_1 , C_5 werden nun durch Auflösen von (7.22) bis (7.25) nach ω_{S3}^* , ω_{2p} , ω_{S3} , ω_{3p} die Resonanzfrequenzen des Brückenzeiges X_1 ermittelt:

$$\omega_{S3}^2 = \frac{k_{10}}{2L_3 k_9} + \frac{k_2}{2L_6 k_9} - \sqrt{\left(\frac{k_{10}}{2L_3 k_9} + \frac{k_2}{2L_6 k_9} \right)^2 - \frac{k_8}{L_3 L_6 k_9}} \quad (7.51)$$

$$\omega_{S3}^2 = \frac{k_{10}}{2L_3 k_9} + \frac{k_2}{2L_6 k_9} + \sqrt{\left(\frac{k_{10}}{2L_3 k_9} + \frac{k_2}{2L_6 k_9} \right)^2 - \frac{k_8}{L_3 L_6 k_9}} \quad (7.52)$$

$$\omega_{3p}^2 = \frac{k_4}{2L_3 k_3} + \frac{k_1}{2L_6 k_3} - \sqrt{\left(\frac{k_4}{2L_3 k_3} + \frac{k_1}{2L_6 k_3} \right)^2 - \frac{k_2}{L_3 L_6 k_3}} \quad (7.53)$$

$$\omega_{3p}^2 = \frac{k_4}{2L_3 k_3} + \frac{k_1}{2L_6 k_3} + \sqrt{\left(\frac{k_4}{2L_3 k_3} + \frac{k_1}{2L_6 k_3} \right)^2 - \frac{k_2}{L_3 L_6 k_3}} \quad (7.54)$$

Da die Elemente C_5 , C_6 , C_8 , L_6 nach (7.43) nur näherungsweise berechnet werden können, stimmen die Resonanzfrequenzen (7.51) bis (7.54) nicht mit ihren Sollwerten überein.

Die Anpassung der Resonanzfrequenzen an ihre Sollwerte erfolgt mit drei ineinandergeschachtelten iterativen Schleifen:

- 1.) Durch Variation der näherungsweise berechneten Induktivität L_6 lassen sich die Frequenzen f_{2p} und f_{S3} zusammenlegen.
- 2.) Durch iterative Festlegung der Variablen C_5 wird das Zusammenfallen der Frequenzen f_{25} und f_{3p} erreicht.
- 3.) Durch iterative Festlegung der Variablen C_1 läßt sich die Gleichheit von relativer Durchlaßbreite und ihrem Sollwert herstellen.

ie verbleibenden Indizes i_1, i_2, i_3 wurden den Iterationskriterien so zugeordnet, daß sich bei der Iteration einer Größe eine möglichst geringe Änderung der restlichen Elemente ergab.

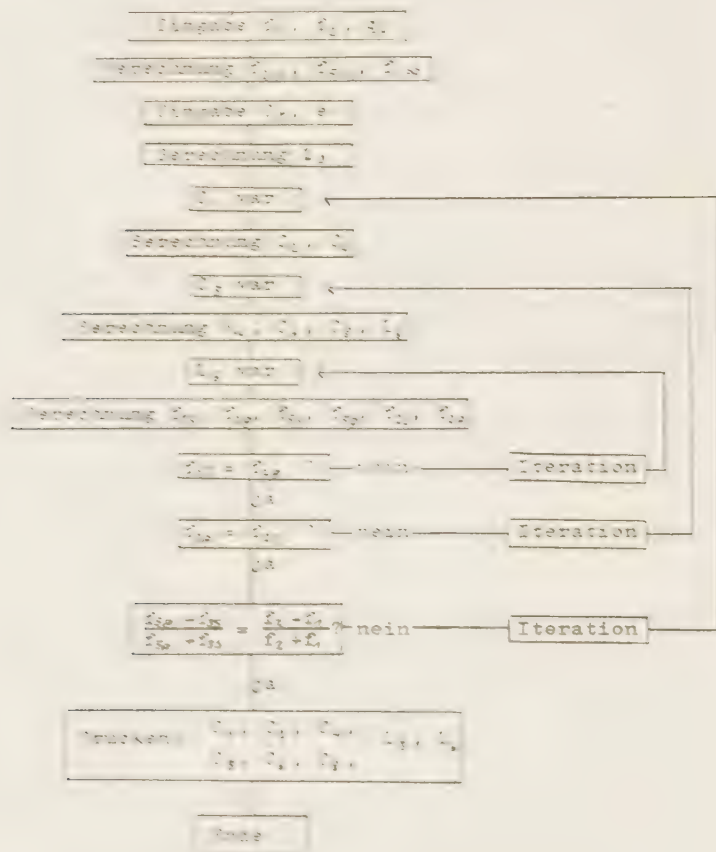


Bild 33. Flußdiagramm für Startwertberechnung Filter 1a.

Die Filterelemente werden mit dieser Prozedur in der auf $C_2 = 500 \text{ nF}$ bezogenen Form C'_i, L'_i berechnet. Die Rechnung ist so gestellt, daß die Elemente C_i, L'_i als Startwerte in einer nachfolgenden Iteration, die dann schnell zum richtigen Ergebnis führt.

Nach Beendigung der Rechnung Bild 33 wird durch Setzen von

$$f_0' = \frac{f_{3s}' + f_{5p}'}{2} \quad (7.55)$$

in (7.35) der angenäherte Abschlußwiderstand R' des Filters mit den Startwerten bestimmt:

$$R' = \frac{1}{\pi (f_{3s}' + f_{5p}')} \cdot \sqrt{\frac{k_{11}' (C_1' + C_4')}{C_1' C_4' k_3'}} \quad (7.56)$$

Die Elemente C_i' , L_i' , die als Ergebnis der Rechnung Bild 33 numerisch auf $C_3 = 500$ pF bezogen sind, werden mit den Transformationen

$$C_i = C_i' \cdot \frac{R'}{R_0} \quad L_i = L_i' \cdot \frac{R_0}{R'} \quad (7.57)$$

auf den geforderten Abschlußwiderstand R_0 des endgültigen Filters bezogen. Nach den Transformationen (7.57) können sie als Startwerte C_i , L_i in die Hauptnäherung (7.36) eingesetzt werden. Dazu werden die Gleichungen (7.28) bis (7.35) umgeschrieben:

$$\frac{k_{12}}{L_3 k_{11}} + \frac{k_{13}}{L_6 k_{11}} - \omega_{5s}^2 - \omega_5^2 = R_1 \quad (7.58)$$

$$\frac{k_{14}}{L_3 L_6 k_{11}} \cdot \frac{1}{\omega_{5s}^2} - \omega_1^2 = R_2 \quad (7.59)$$

$$\frac{k_4}{L_3 k_3} + \frac{k_5}{L_6 k_3} - \omega_{2s}^2 - \omega_2^2 = R_3 \quad (7.60)$$

$$\frac{k_6}{L_3 L_6 k_3} \cdot \frac{1}{\omega_{2s}^2} - \omega_2^2 = R_4 \quad (7.61)$$

$$\frac{C_1 + C_2 + C_4}{L_3 C_2 (C_1 + C_4)} - \omega_{2s}^2 = R_5 \quad (7.62)$$

$$\frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2} - \omega_{5s}^2 = R_6 \quad (7.63)$$

$$\frac{C_1 C_4 k_{11} \cdot \omega_0^2}{(C_1 + C_4) k_3} - \left(\frac{A+C}{1+B} \right)^2 \cdot \omega_0^2 = R_7 \quad (7.64)$$

$$\frac{k_3 C_1 C_4 \cdot \omega_0^4 R_0^2}{k_{11} (C_1 + C_4)} - \omega_0^2 = R_8 \quad (7.65)$$

In den Gleichungen (7.58) bis (7.65) haben alle R_i die gleiche Dimension. Dies ist eine wesentliche Voraussetzung für das einwandfreie Arbeiten der Näherungsrechnung.

Der Ablauf der Hauptnäherung nach (7.36) gestaltet sich folgendermaßen:

Zuerst werden die vorgegebenen Größen $\omega_1, \omega_2, q_1, q_{21}, q_3$, eingegeben. Danach werden die Startwerte C_i, L_j nach entsprechender Verschlüsselung als Matrix eingegeben. Mit diesen Größen werden die Ausdrücke (7.18) berechnet.

Anschließend wird die Fehlerfunktion (7.37) aus den Restgliedern R_i der Gleichungen (7.58) bis (7.65) ermittelt. Ein Rechenprogramm variiert nun die Größen in der Startwertematrix so, daß die Fehlerfunktion (7.37) minimiert wird. Nach Abschluß dieses Prozesses werden die Elemente in der Matrix entschlüsselt und ausgegeben.

Die Güte der eingangs erhaltenen Startwerte ist so groß, daß die Hauptnäherung schnell konvergiert und eine Nachiteration der Zwischenfrequenzen $\omega_{3p}, \omega_{23}, \omega_{53}, \omega_{2p}$ entfallen kann.

Im Folgenden sollen die wichtigsten Gleichungen von Filter 1c aufgeführt werden:

Filter 1c, Bild 30, Formeln (7.19) bis (7.21)

Resonanzfrequenzen:

$$\frac{k_{12}}{L_3 k_{11}} + \frac{k_{13}}{L_6 k_{11}} = \omega_{3s}^2 + \omega_{5s}^2 \quad (7.66)$$

$$\frac{k_{14}}{L_3 L_6 k_{11}} = \omega_{3s}^2 \cdot \omega_{5s}^2 \quad (7.67)$$

$$\frac{k_4}{L_3 C_2 k_3} + \frac{k_5}{L_6 k_3} = \omega_{3p}^2 + \omega_{5p}^2 \quad (7.68)$$

$$\frac{k_6}{L_3 L_6 C_2 k_3} = \omega_{3p}^2 \cdot \omega_{5p}^2 \quad (7.69)$$

$$\frac{C_1 + C_2 + C_4}{L_3 C_1 (C_2 + C_4)} = \omega_{2s}^2 \quad (7.70)$$

$$\frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2} = \omega_{2p}^2 \quad (7.71)$$

Kapazitätsbeziehungen:

$$\frac{C_{v_1}}{C_{v_2}} = \frac{C_4 k_{11}}{(C_2 + C_4) k_3} = \left(\frac{A+C}{1+B} \right)^2 \quad (7.72)$$

$$C_{v_1} C_{v_2} = \frac{C_2^2 C_4 k_3}{k_{11} (C_2 + C_4)} = \frac{1}{4 \pi^2 f_0^2 R_0^2} \quad (7.73)$$

Startwerte:

$$C_3 = (7.42), C_1 > C_3 \text{ variiert}$$

$$C_2 = (7.43), L_3 = (7.44)$$

$$\alpha = \frac{f_{2p} - f_{2s}}{f_{2s}} \sim \frac{C_1 C_4}{2 C_2 (C_1 + C_2 + C_4)} \quad (7.74)$$

$$1 + 2\gamma = (7.48)$$

$$C_4 = \frac{2\alpha C_2 (C_1 + C_2)}{C_1 - 2\alpha C_2} \quad (7.75)$$

$$C_5 < C_3 \quad \text{variiert}$$

$$C_6 = \frac{k_1 k_2 (e - 2\gamma) - k_9 C_1 C_4 C_5 (2\gamma(e+1) + e)}{2e k_1 k_9 \cdot 2\gamma} + \\ - \sqrt{\left(\frac{k_1 k_2 (e - 2\gamma) - k_9 C_1 C_4 C_5 (2\gamma(e+1) + e)}{2e k_1 k_9 \cdot 2\gamma} \right)^2 - \frac{(1+e) k_2 C_1 C_4 C_5}{e^2 k_1 k_9}} \quad (7.76)$$

$$L_6 = (7.40)$$

$$C_8 = C_6 \cdot e \quad (7.46)$$

$$R' = \frac{1}{\pi \left(\frac{1}{f_{2s}'} + \frac{1}{f_{2p}'} \right)} \cdot \sqrt{\frac{k_{11}' (C_2' + C_4')}{C_2'^2 C_4' k_3'}} \quad (7.77)$$

Hauptnäherung:

$$\frac{k_{12}}{L_3 k_{11}} + \frac{k_{13}}{L_6 k_{11}} - \omega_n^2 - \omega_{s_1}^2 = R_1 \quad (7.78)$$

$$\frac{k_{14}}{L_3 L_6 k_{11}} \cdot \frac{1}{\omega_{s_1}^2} - \omega_n^2 = R_2 \quad (7.79)$$

$$\frac{k_4}{L_3 C_2 k_3} + \frac{k_5}{L_6 k_3} - \omega_{s_1}^2 - \omega_2^2 = R_3 \quad (7.80)$$

$$\frac{K_6}{L_3 L_6 C_2 K_3} \cdot \frac{1}{\omega_{35}^2} - \omega_{35}^2 = R_4 \quad (7.81)$$

$$\frac{C_1 + C_2 + C_4}{L_3 L_4 (L_2 + L_4)} - \omega_{57}^2 = R_5 \quad (7.82)$$

$$\frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2} - \omega_{57}^2 = R_6 \quad (7.83)$$

$$\frac{C_4 K_{44} \cdot \omega_0^2}{(L_2 + L_4) K_3} - \left(\frac{A+C}{1+B} \right)^2 \cdot \omega_0^2 = R_2 \quad (7.84)$$

$$\frac{C_2^2 C_4 K_3 \cdot \omega_0^4 R_0^2}{K_{44} (C_2 + C_4)} - \omega_0^2 = R_3 \quad (7.85)$$

Neben den Filtern 1a und 1c wurden die bezüglich $\underline{Z}_1$ und $\underline{Z}_4$ komplementären Anordnungen 1a' (Bild 34) und 1c' (Bild 35) untersucht.

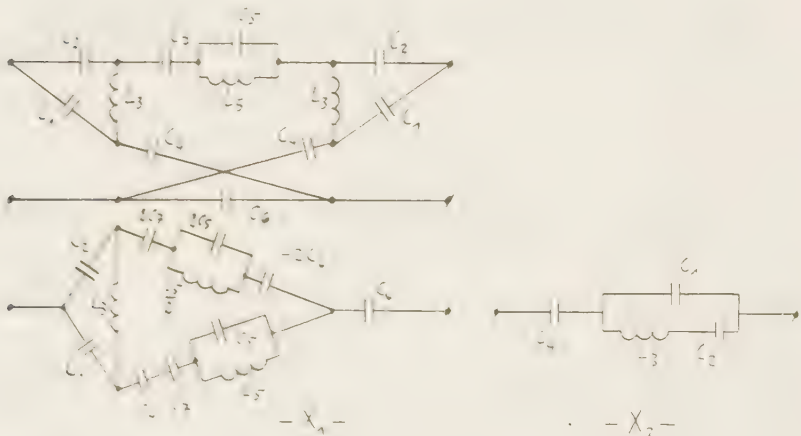


Bild 34. Filter 1a' mit den resultierenden Brückenzweigen X_1 und X_2

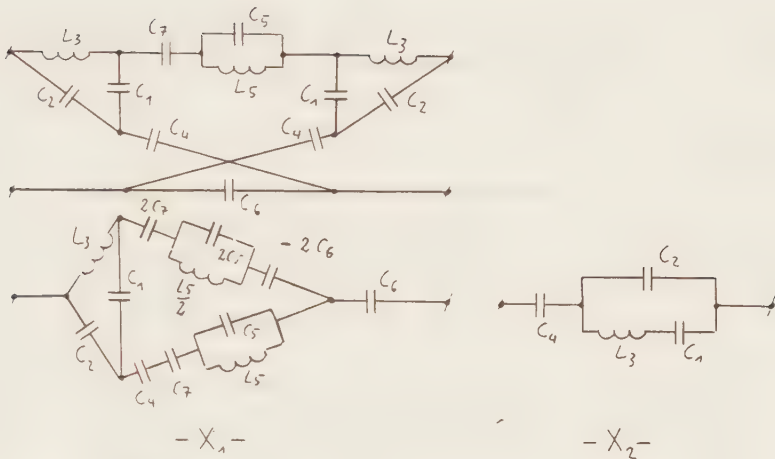


Bild 35. Filter 1c' mit den resultierenden
Brückenzweigen X_1 und X_2

Ergebnisse Filter 1

Filter 1a :

Diese Schaltung ist von den vier Anordnungen 1a bis 1c' die günstigste. Sie erlaubt die Realisierung von Filtern mit einer reellen und zwei konjugiert komplexen Polstellen unter folgenden Bedingungen (q_1 reell, $q_2 = a + ib$, $q_3 = a - ib$) :

- | | | |
|------|-----------------------|---------------------|
| 1.) | $1 < q_1 \leq \infty$ | a beliebig |
| oder | | b beliebig |
| 2.) | $q_1 < -1$ | $1 < a \leq \infty$ |
| | | b beliebig |

Die Realisierung von Filtern mit drei reellen Polstellen ist unter der Bedingung

$$1 < q_1 \leq \infty \quad q_2, q_3 \text{ beliebig}$$

möglich. Es muß also mindestens eine der drei Polstellen

oberhalb des Durchlaßbereiches oder im Unendlichen liegen. Diese Einschränkung ist für die meisten Anwendungen nur von geringer Bedeutung.

Filter 1c :

Diese Schaltung erlaubt die Herstellung von Filtern mit einer reellen und zwei konjugiert komplexen Polstellen unter der Bedingung, daß der Realteil der konjugiert komplexen q -Werte zwischen 1 und 1,2, und der Imaginärteil nicht über ± 1 gewählt werden kann. Die reelle Polstelle ist frei verfügbar.

Bei Filtern mit drei reellen Polstellen müssen mindestens zwei q -Werte zwischen 1 und 1,2 liegen. Die Schaltung ist also, abgesehen von Spezialfällen, nicht brauchbar.

Filter 1a', 1c' :

Bei diesen Anordnungen ist es nicht möglich, mit positiven Schaltelementen die tieferfrequente Serienresonanz ω_{35} des Brückenzweiges X_1 so nahe an die restlichen Resonanzen ω_{3p} , ω_{5s} , ω_{5p} zu legen, daß sich ein brauchbares Bandfilter ergibt. Sie eignen sich ausschließlich für die Herstellung von Tiefpässen, die durch Verzerrung eines Bandfilters entstehen [14]. Sie werden daher nicht weiter betrachtet.

Es wurden mehrere Filter nach Schaltung 1a (Bild 29) berechnet. Aus den Ergebnissen geht hervor, daß für die verlustbedingte Mindestbreite des Frequenzintervalls $\frac{f_{3p} - f_{3s}}{f_{3p}}$ (Bild 28, Zweig X_1) ausschließlich die Güte der Induktivität L_6 , für die Mindestbreite des Intervalls $\frac{f_{5p} - f_{5s}}{f_{5p}}$ die Güte von L_3 maßgeblich ist.

Die in Kap. 5 abgeleiteten Beziehungen zwischen Spulengüte Q_{sp} und Intervallbreite können daher ohne Einschränkungen auf den Zweig X_1 übertragen werden.

Für die Einsatzmöglichkeit eines Schwingquarzes anstelle des Kreises L_6 , C_6 , C_8 in Bild 29 ist u.a. die Größe des Transformationsfaktors a in (7.45) maßgebend. Diese hängt von der Durchlaßbreite des Filters und der Lage seiner Polstellen ab. Berechnungen an unterschiedlichen Filtern ergeben,

daß für $a \approx 100$ selbst mit geeignet gewählten Polstellen (zwei Polstellen nahe der unteren Durchlaßgrenze, die dritte im Unendlichen) die Gesamtdurchlaßbreite des Filters unter 0,5 % liegen muß. Für die Induktivität L_3 wird in diesem Fall nach (5.16) eine Güte über 500 erforderlich. Dazu kommt, daß die Quarzinduktivität (L_Q in Bild 32) nur mit relativ hohen Filterabschlußwiderständen in einen herstellbaren Bereich gelegt werden kann [10], wodurch die beiden kritischen Filterelemente L_3 und C_5 extrem ungünstige Werte annehmen ($L_3 = 3,3 \text{ mH}$, $Q_{3\min} > 500$, $C_5 = 0,3 \text{ pF}$).

Um diese Schwierigkeiten zu umgehen, wird das Filter ausschließlich mit Spulen und Kondensatoren aufgebaut. Günstige Werte bezüglich Dämpfungsverlauf und Bauelemente=dimensionierung erhält man mit einer relativen Durchlaßbreite von ca. 2% und mindestens einer Polstelle im Unendlichen. Die Daten zweier entsprechender symmetrischer Filter (Bild 29) sind:

Filter I :

$f_1 = 450 \text{ KHz}$; $f_2 = 460 \text{ KHz}$; $q_1 = 1,5$; $q_2 = -1,5$; $q_3 = \infty$
 $R = 3,5 \text{ k}\Omega$; $L_3 = 100 \text{ }\mu\text{H}$; $C_1 = 2,2071 \text{ nF}$; $C_2 = 2,6717 \text{ nF}$
 $C_4 = 105,4 \text{ pF}$; $C_5 = 21,4 \text{ pF}$
 $L_6 = 12,86 \text{ }\mu\text{H}$; $C_6 = 9,3066 \text{ nF}$; $C_8 = 517,0 \text{ pF}$ (7.86)

Filter II :

$f_1 = 450 \text{ KHz}$; $f_2 = 460 \text{ KHz}$; $q_1 = q_2 = q_3 = \infty$
 $R = 3,7 \text{ k}\Omega$; $L_3 = 100 \text{ }\mu\text{H}$; $C_1 = 2,2752 \text{ nF}$; $C_2 = 2,5879 \text{ nF}$
 $C_4 = 96,9 \text{ pF}$; $C_5 = 17,92 \text{ pF}$ (7.87)
 $L_6 = 16,49 \text{ }\mu\text{H}$; $C_6 = 7,2575 \text{ nF}$; $C_8 = 523,75 \text{ pF}$

Aus den obigen Daten ist ersichtlich, daß die Bauelemente C_6 und L_6 in Bild 29 noch relativ ungünstige Werte aufweisen. Der Parallel - Reihenkreis L_6 , C_6 , C_8 wird daher in einen äquivalenten Kreis mit Parallelkapazität umgewandelt (Bild 36) :

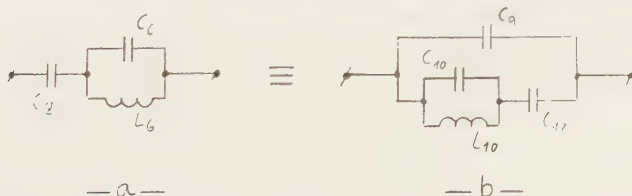


Bild 36. Parallel - Reihenkreis und äquivalenter Kreis mit Parallelkapazität

Die Schaltung Bild 36b besitzt gegenüber ihrem Transformationsäquivalent einen Freiheitsgrad. Dieser kann dazu verwendet werden, die Größe der Induktivität L_{10} in einem geeigneten Bereich vorzugeben.

Die günstigste Wahl ist $L_{10} \sim L_3$

Nach kurzen Umformungen ergeben sich für Bild 36 die folgenden Bauelementebeziehungen:

$$\begin{aligned}
 b &= \sqrt{\frac{L_6}{L_{10}}} & L_{10} \text{ vorgegeben} \\
 C_9 &= C_8 (1 - b) \\
 C_{10} &= b (b (C_8 + C_6) - C_8) \\
 C_{12} &= C_8 \cdot b
 \end{aligned} \tag{7.88}$$

Nach [10] liegt für Frequenzen um 500 KHz der Induktivitätsbereich, in dem Spulen mit maximaler Güte herstellbar sind, um $200 \mu\text{H}$. Die wertegleichen Induktivitäten L_3 und L_{10} können mit entsprechenden Filterabschlußwiderständen in diesen Bereich gelegt werden, wobei die sich aus (7.88) ergebenden Kapazitäten C_9 , C_{10} , C_{12} ebenfalls günstige Werte annehmen. Bild 37 zeigt die endgültige Schaltung des Filters.

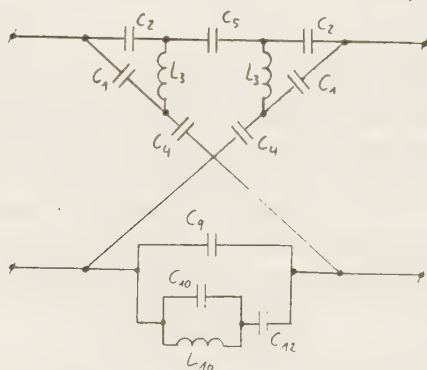


Bild 37. Filter 1a mit $\underline{Z}_4$ nach Bild 36

Zwei Filter nach Bild 37 wurden berechnet und aufgebaut:

Filter 1a 1 :

$$f_1 = 450 \text{ KHz}; f_2 = 460 \text{ KHz}; q_1 = 1,5; q_2 = -1,5; q_3 = \infty$$

$$R = 3,5 \text{ K}\Omega \quad f_{25} = 452,142 \text{ KHz}$$

$$C_1 = 2,2071 \text{ nF} \quad f_{55} = 457,871 \text{ KHz}$$

$$C_2 = 2,6717 \text{ nF}$$

$$C_4 = 105,4 \text{ pF}$$

$$C_5 = 21,4 \text{ pF}$$

$$C_9 = 385,9 \text{ pF}$$

$$C_{10} = 500,4 \text{ pF}$$

$$C_{12} = 131,1 \text{ pF}$$

$$L_3 = 100 \mu\text{H} \quad Q_{3\text{min}}(X_1) = 208 \quad Q_{3\text{min}}(X_2) = 80$$

$$L_{10} = 200 \mu\text{H} \quad Q_{10\text{min}} = 221$$

Die Induktivität L_3 ist in beiden Zweigen wirksam. Ihre nach (5.16) geforderte Mindestgüte im Zweig X_1 ist wesentlich höher als die im Zweig X_2 .

Die Auswirkungen der Spulengüte auf den Dämpfungsverlauf des Filters sind in Bild 39 dargestellt. Bei Spulengüten um $2 \cdot Q_{i\text{min}}$ besteht eine stärkere Abrundung des Durchlaßbereichs, bei Güten unter $Q_{i\text{min}}$ flachen sich die Polstellen in zunehmendem Maß ab. Die Rückkehrdämpfung verschlechtert sich stetig mit abnehmender Güte. Die Brauchbarkeitsgrenze des Filters liegt bei Spulengüten um $Q_{i\text{min}}/2$. Als Vergleich ist der theoretische Verlauf ohne Verluste eingezeichnet.

Bild 40 zeigt den Dämpfungsverlauf des Filters mit einer Spulengüte $Q_3 = Q_{10} = 250$ im Vergleich zu dem theoretischen Verlauf ohne Verluste.

Bild 41 zeigt den gemessenen Verlauf des Filters. Zusätzlich wurde der in Bild 40 dargestellte Verlauf mit $Q_3 = Q_{10} = 250$ eingezeichnet. Die Übereinstimmung beider Kurven ist gut.

Als vergleichbare Brücke kann eine kanonische Schaltung nach Bild 47 herangezogen werden. Ihre Elemente berechnen sich mit dem Fosterschen Theorem [15] nach dem oben gegebenen Schema (Gln. (7.1) bis (7.15)) zu:

$$C_{00} = C_{v2} \frac{f_{s3}^2}{f_{s1}^2} \quad C_{22} = C_{v2} \frac{f_{s3}^2}{f_{s1}^2 - f_{s1}^2} \quad (7.89)$$

$$\begin{aligned}
 C_{11} &= C_{v1} \frac{f_{25}^2 \cdot f_2^2}{f_1^2 \cdot f_{55}^2} & C_{33} &= C_{v1} \frac{f_{25}^2 (f_2^2 - f_{25}^2)}{(f_{25}^2 - f_1^2) (f_{55}^2 - f_{25}^2)} \\
 C_{55} &= C_{v1} \frac{f_2^2 (f_2^2 - f_{25}^2)}{(f_2^2 - f_1^2) (f_2^2 - f_{55}^2)} & (7.89) \\
 L_{22} &= \frac{1}{4\pi^2 f_{55}^2 C_{22}} & L_{33} &= \frac{1}{4\pi^2 f_{25}^2 C_{33}} & L_{55} &= \frac{1}{4\pi^2 f_2^2 C_{55}}
 \end{aligned}$$

Legt man den Dämpfungsverlauf Bild 39 zugrunde, dann ergeben sich für die Bauelemente (7.89) der Vergleichsbrücke Bild 47 folgende Werte:

$$\begin{aligned}
 R &= 20 \text{ K}\Omega & C_{00} &= 17,8 \text{ pF} & C_{22} &= 703,2 \text{ pF} \\
 C_{11} &= 17,8 \text{ pF} & C_{33} &= 2,5436 \text{ nF} & C_{55} &= 1,4919 \text{ nF} \\
 L_{22} &= 171,8 \text{ }\mu\text{H} & L_{33} &= 48,7 \text{ }\mu\text{H} & L_{55} &= 80,2 \text{ }\mu\text{H}
 \end{aligned} \quad (7.90)$$

Der Vergleich von (7.90) mit den Bauteilen von Filter 1a 1 (s.o.) zeigt, daß Filter 1a 1 bei günstigerer Bauelemente- dimensionierung wesentlich geringere Abschlußwiderstände besitzt.

Filter 1a benötigt 3 Spulen weniger als die vergleichbare volle Brücke. Im Vergleich mit einer Differentialbrücke braucht es zwar 5 Kapazitäten mehr, kommt aber wie die volle Brücke mit einem einfachen unabgestimmten Eingangsübertrager aus, der in der Regel weitaus weniger Schwierigkeiten bereitet, als der Übertrager in einer Differentialbrücke. Um eine störende kapazitive Verkopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung zu unterbinden, werden diese auf einem Dreikammer - Spulenkörper mit zwischenliegender einseitig geerdeter Trennwicklung angeordnet:

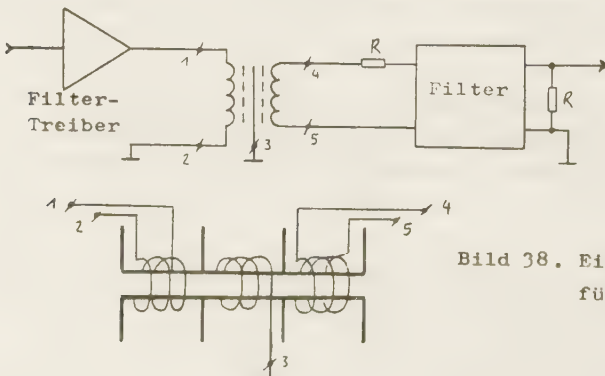


Bild 38. Eingangsübertrager für Filter 1 bis 4

Filter 1a 2 (Bild 37):

$f_1 = 450 \text{ KHz}$	$f_2 = 460 \text{ KHz}$	$q_1 = q_2 = q_3 = \infty$
$R = 3,7 \text{ K}\Omega$		$f_{25} = 452,521 \text{ KHz}$
$C_1 = 2,2752 \text{ nF}$		$f_{55} = 457,520 \text{ KHz}$
$C_2 = 2,5879 \text{ nF}$		
$C_4 = 96,9 \text{ pF}$		
$C_5 = 17,9 \text{ pF}$		
$C_9 = 373,4 \text{ pF}$		
$C_{10} = 491,0 \text{ pF}$		
$C_{12} = 150,4 \text{ pF}$		
$L_3 = 100 \text{ }\mu\text{H}$	$Q_{3\text{min}}(X_1) = 178$	$Q_{3\text{min}}(X_2) = 92$
$L_{10} = 200 \text{ }\mu\text{H}$	$Q_{10\text{min}} = 187$	

Die Einflüsse der Spulengüte auf den Dämpfungsverlauf des Filters sind in Bild 42 dargestellt. Bei Spulengüten um $2 \cdot Q_{\text{lim}}$ besteht auch hier eine stärkere Abrundung des Durchlaßbereichs. Die Rückkehrdämpfung verschlechtert sich stetig mit abnehmender Güte, die Brauchbarkeitsgrenze des Filters liegt bei Spulengüten um $Q_{\text{lim}}/2$. Als Vergleich ist der theoretische Verlauf ohne Verluste eingezeichnet.

Bild 43 zeigt den Dämpfungsverlauf des Filters mit einer Spulengüte $Q_3 = Q_{10} = 250$ im Vergleich zu dem theoretischen Verlauf ohne Verluste.

Bild 44 zeigt den gemessenen Verlauf des Filters. Zusätzlich ist der in Bild 43 dargestellte Verlauf mit $Q_3 = Q_{10} = 250$ eingezeichnet. Die Übereinstimmung beider Kurven ist gut.

Legt man den Dämpfungsverlauf Bild 42 zugrunde, dann ergeben sich für die Bauelemente (7.91) der Vergleichsbrücke Bild 47 folgende Daten:

$R = 20 \text{ K}\Omega$	$C_{10} = 17,9 \text{ pF}$	$C_{12} = 804,6 \text{ pF}$	
$C_{11} = 17,9 \text{ pF}$	$C_{12} = 2,3614 \text{ nF}$	$C_{12} = 1,220 \text{ nF}$	(7.91)
$L_{12} = 150,4 \text{ }\mu\text{H}$	$L_{11} = 52,4 \text{ }\mu\text{H}$	$L_{12} = 98,1 \text{ }\mu\text{H}$	

Der Vergleich dieser Elemente mit den Elementen von Filter 1a 2 (s. o.) zeigt, daß auch hier Filter 1a eine günstige Schaltung darstellt.

Bild 39. Filter 1a 1

Daten: S. 66

Text : S. 66

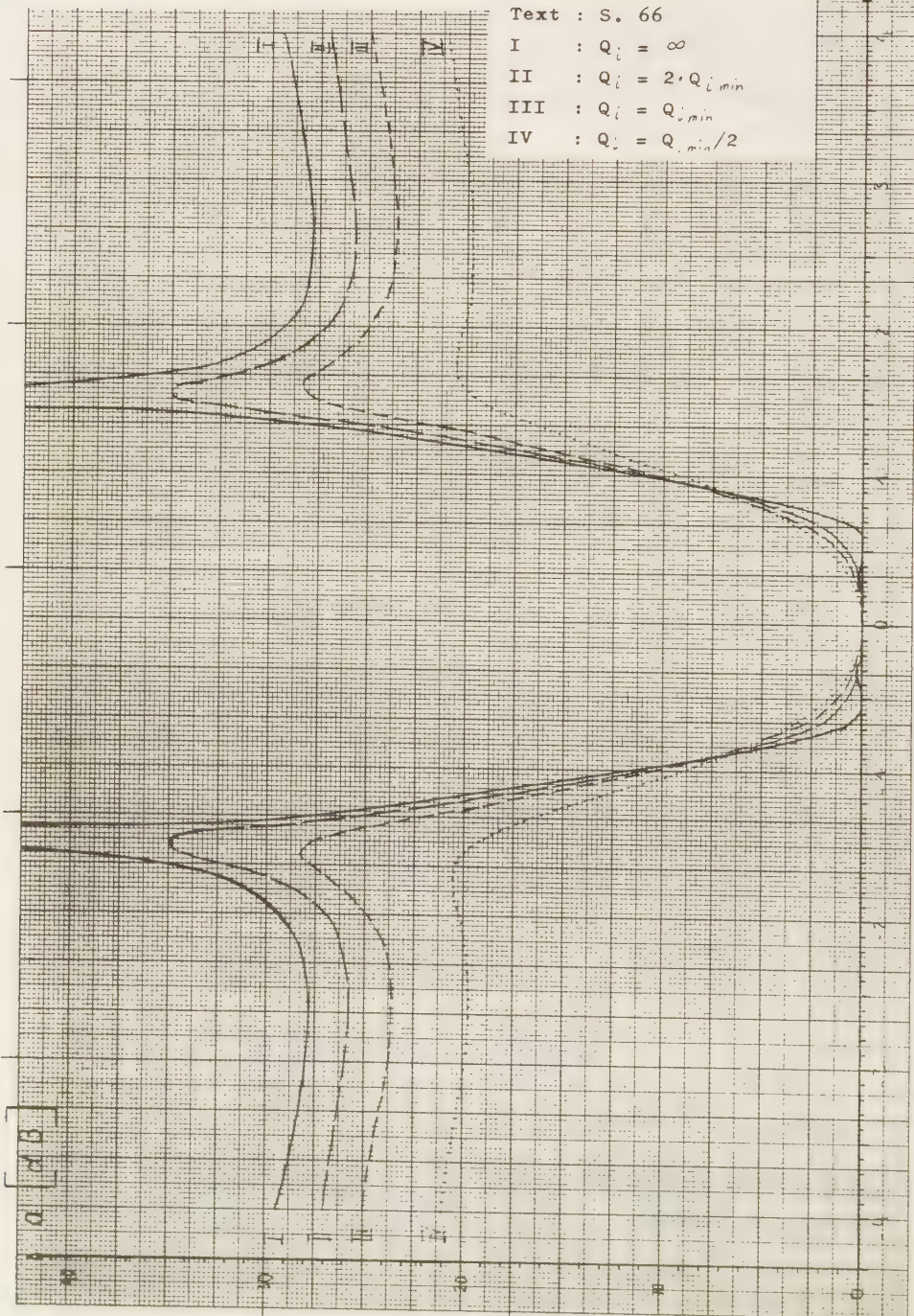
I : $Q_i = \infty$ II : $Q_i = 2 \cdot Q_{i \min}$ III : $Q_i = Q_{i \min}$ IV : $Q_i = Q_{i \min} / 2$ 

Bild 40. Filter 1a 1

Daten: S. 66

Text : S. 66

I : $Q_c = \infty$

II : $Q_c = 250$ berechnet

a [dB]

60

50

40

30

20

10

0

2

4

3

2

1

0

-1

-2

-3

-4

Bild 41. Filter 1a 1

Daten: S. 66

Text : S. 66

I : $Q_i = 250$ berechnet

II : gemessen

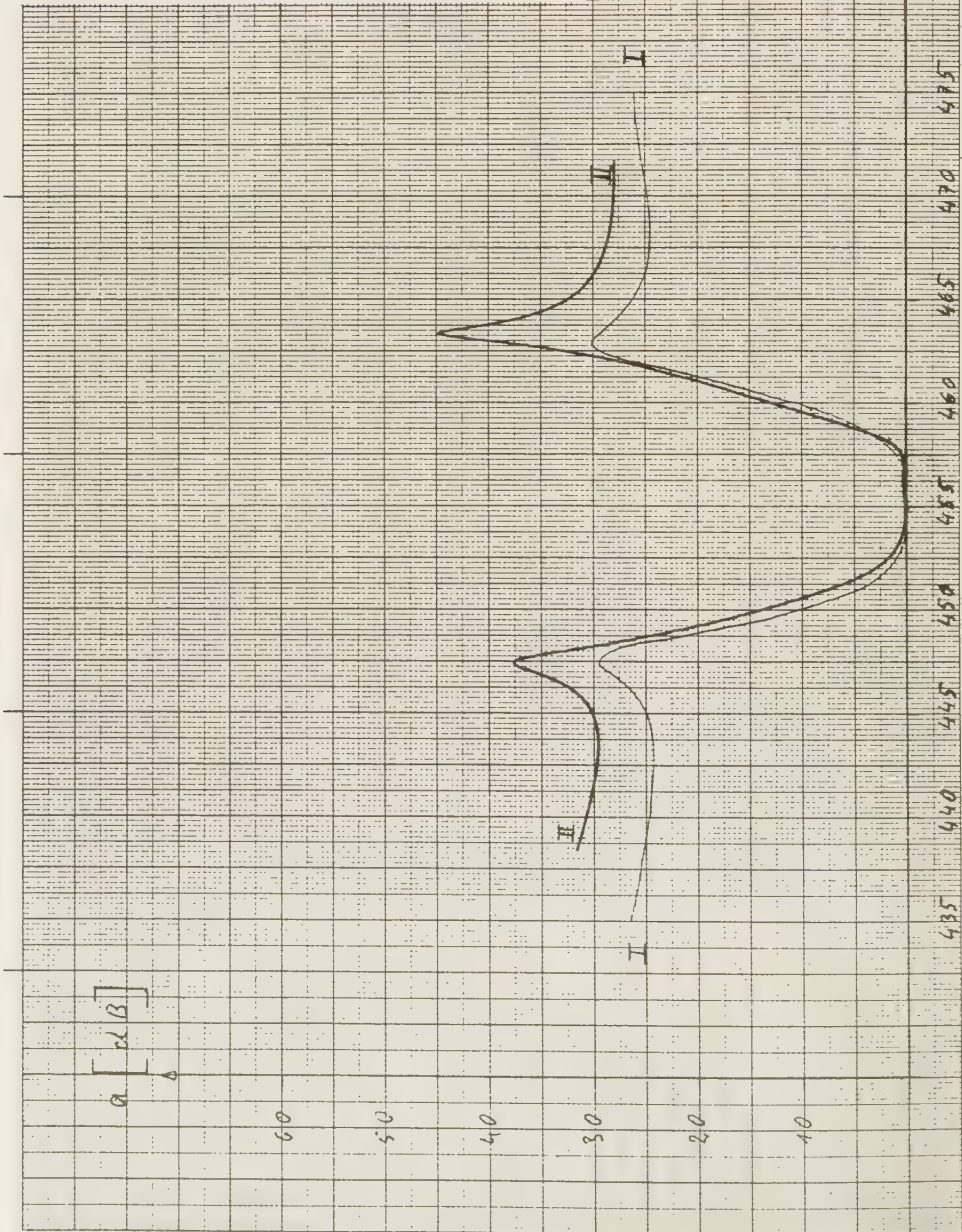


Bild 42. Filter 1a 2

Daten: S. 68

Text : S. 68

I : $Q_i = \infty$ II : $Q_i = 2 \cdot Q_{i, \min}$ III : $Q_i = Q_{i, \min}$ IV : $Q_i = Q_{i, \min}/2$

a [dB]

60

50

40

30

20

10

0

2

5

4

3

2

1

0

-1

-2

-3

-4

-5

Bild 43. Filter 1a 2

Daten: S. 68

Text : S. 68

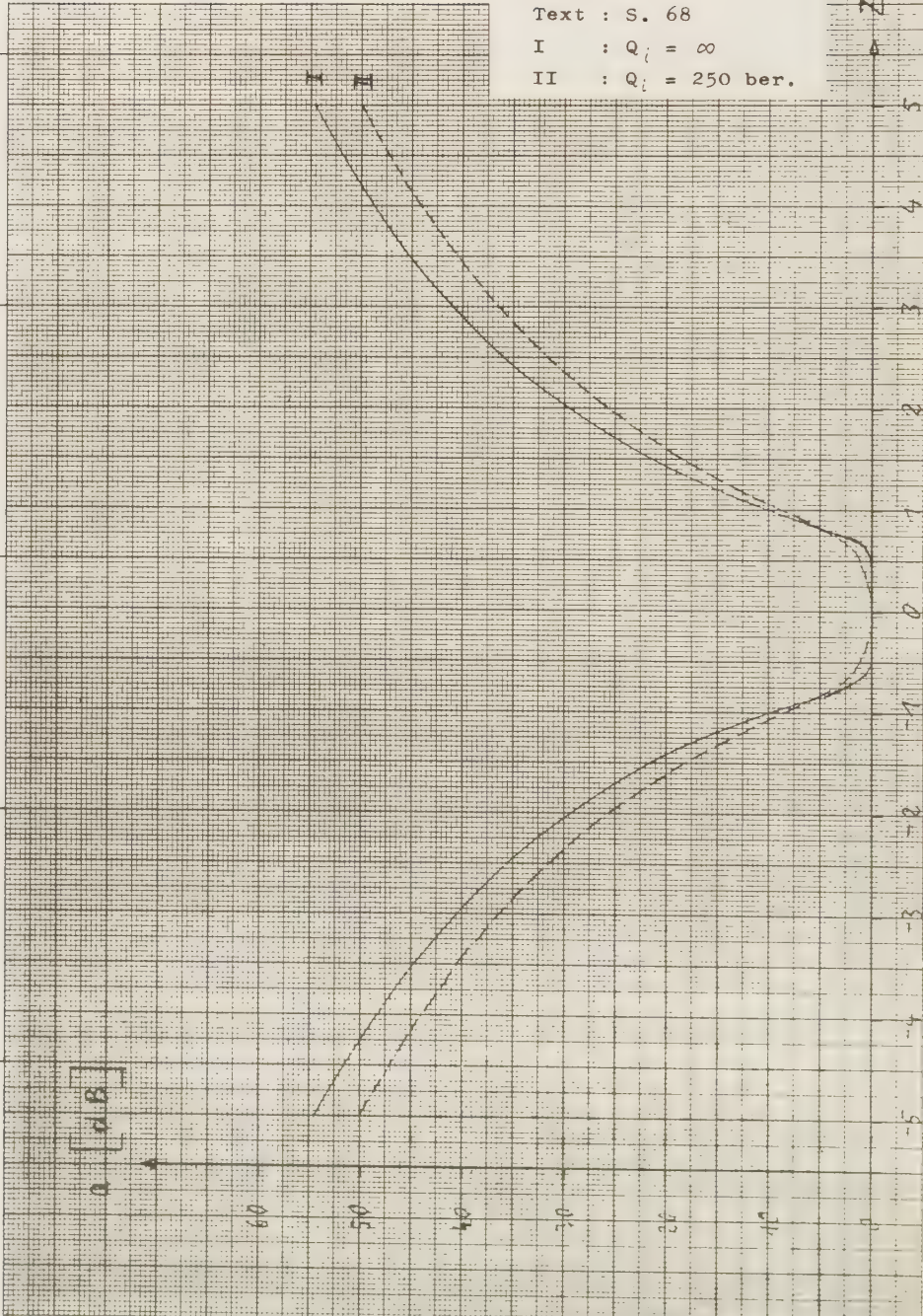
I : $Q_i = \infty$ II : $Q_i = 250 \text{ ber.}$ 

Bild 44. Filter 1a 2

Daten: S. 68

Text : S. 68

I : $Q_i = 250$ ber.

II : gemessen



7.2 Filter 2

Beim Durchrechnen der Filter 1 und 1' fiel auf, daß der Spezialfall $\underline{Z}_4 = \infty$ (Formeln (3.31), (3.30)), d.h. $C_6 = 0$ bei den Filtern 1' (Bilder 34, 35) die Herstellung guter Filterschaltungen gestattet.

Der Spezialfall $\underline{Z}_1 = \infty$ bei Filter 1, d.h. $C_7 = 0$ in Bild 29 und 30 liefert ebenfalls realisierbare Filter. Da diese jedoch im hier gebrauchten Sinn keine erweiterten Filter darstellen und zudem ungünstigere Daten aufweisen, werden sie nicht weiter betrachtet.

Im Fall $C_6 = 0$ (Bilder 34, 35) behält der Scheinwiderstand X_1 (7.16) seine beiden Serien- und Parallelresonanzen. Es fallen jetzt jedoch die obere Parallelresonanz f_{sp} von X_1 und die Parallelresonanz f_{2p} von X_2 zwangsläufig zusammen.

Die Reaktanzanordnung des Filters sieht damit folgendermaßen aus:

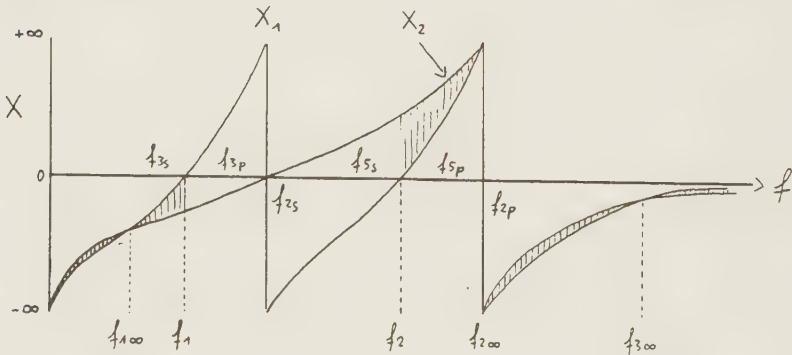


Bild 45. Reaktanzanordnung Filter 2

Man erhält hiermit ein Filter mit zwei freien Polstellen $f_{1\infty}$, $f_{3\infty}$ und einer gebundenen oberen Polstelle f_{200} . Der Selektionsverlauf ist zwar ungünstiger als bei Filter 1, dafür ergibt sich ein teilweise gegebener Wellenwiderstand [16]. Die Schaltung des Filters zeigt Bild 46.

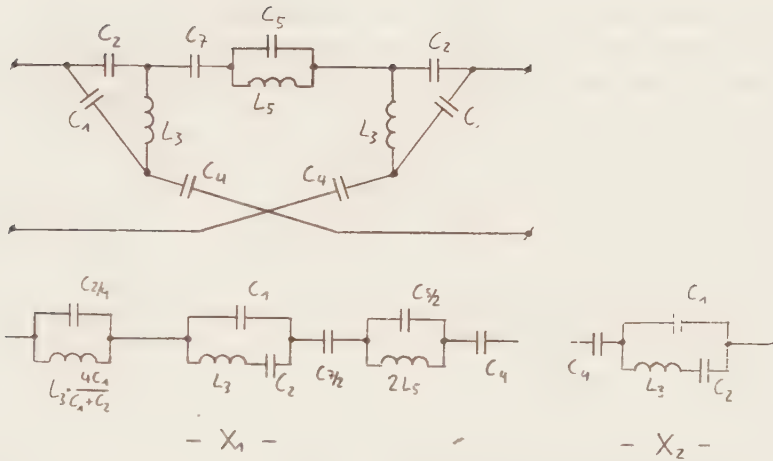


Bild 46. Filter 2a mit resultierenden Scheinwiderständen nach (3.31) und (3.30)

Bei der Betrachtung des Brückenwiderstandes X_1 in Bild 46 fällt auf, daß dieser im Gegensatz zur Brückenstruktur in Bild 34 hier als Serienstruktur vorliegt: Die direkte Transformation eines vorgegebenen Ausgangsfilters ohne doppelt auftretende Elemente mit Brückengliedern in Serienstruktur (Bild 47) auf eine Schaltung nach Bild 46 unter Umgehung der Berechnung des Filters mit Näherungsmethoden liegt somit nahe.

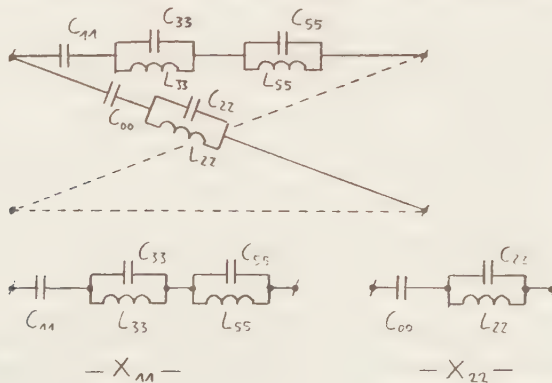


Bild 47. Ausgangsfilter für Filter 2 ohne doppelt auftretende Elemente

Berechnet man die Elemente des Filters Bild 47 mit der Reaktanzanordnung Bild 45 nach dem in Kap. 7.1 gegebenen Schema, dann ergibt sich:

$$C_{V_1} = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \frac{1}{q_{20}} \cdot \frac{f_1 f_2}{f_{25}^2} \cdot \frac{1}{k} \quad (7.92)$$

$$C_{V_2} = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \frac{1}{q_{20}} \cdot \frac{f_{25}^2}{f_1 f_2} \cdot k \quad (7.93)$$

$$f_{25}^2 = \frac{f_1^2 f_2^2 (1 + m_1 m_3)}{f_1^2 + f_2^2 m_1 m_3} \quad (7.94)$$

$$k = \frac{m_1 + m_3}{1 + m_1 m_3} \quad (7.95)$$

Nach Anwendung des Fosterschen Theorems [15] auf die Reaktanzen X_{A_1} und X_{22} erhält man:

$$C_{00} = C_{V_2} \cdot \frac{f_{2\infty 0}^2}{f_{25}^2} \quad (7.96)$$

$$C_{22} = C_{V_2} \cdot \frac{f_{2\infty 0}^2}{f_{2\infty 0}^2 - f_{25}^2} \quad (7.97)$$

$$C_{A_1} = C_{V_1} \cdot \frac{f_{25}^2 f_{2\infty 0}^2}{f_1^2 f_2^2} \quad (7.98)$$

$$C_{33} = C_{V_1} \cdot \frac{f_{25}^2 (f_{2\infty 0}^2 - f_{25}^2)}{(f_{25}^2 - f_1^2)(f_2^2 - f_{25}^2)} \quad (7.99)$$

$$C_{55} = C_{V_1} \cdot \frac{f_{2\infty 0}^2 (f_{2\infty 0}^2 - f_{25}^2)}{(f_{2\infty 0}^2 - f_1^2)(f_{2\infty 0}^2 - f_2^2)} \quad (7.100)$$

$$L_{22} = \frac{1}{4\pi^2 f_{2\infty 0}^2 C_{22}} \quad (7.101)$$

$$L_{33} = \frac{1}{4\pi^2 f_{25}^2 C_{33}} \quad (7.102)$$

$$L_{55} = \frac{1}{4\pi^2 f_{2\infty 0}^2 C_{55}} \quad (7.103)$$

Durch Gleichsetzen der Scheinwiderstände X_{A_1} und X_{A_1} bzw. X_{C_2} und X_{22} (Bilder 46, 47) ergibt sich nach längeren Umrechnungen:

$$\sqrt{\frac{C_1}{C_{55}}} = 1$$

(7.104)

$$C_1 = C_{22} \frac{b}{b+1}$$

(7.105)

$$C_2 = C_1 \cdot b$$

(7.106)

$$C_4 = \frac{C_{00} C_{22} C_{55}}{b C_{22} - C_{00}}$$

(7.107)

$$C_5 = 2 C_{33}$$

(7.108)

$$C_7 = \frac{2 C_{00} C_{22} C_{44} C_{55} b (2+b)^2}{C_{00} C_{22} b [C_{55} (2+b)^2 - C_{44} b] - C_{44} C_{55} (2+b)^2 (b C_{22} - C_{00})}$$

(7.109)

$$L_3 = L_{22} \left(\frac{b+1}{b} \right)^2$$

(7.110)

$$L_5 = \frac{L_{33}}{2}$$

(7.111)

Die Untersuchung des Filters hinsichtlich seiner Realisierbarkeit mit positiven Bauelementen ergibt folgendes:

Mit drei reellen Polstellen ist das Filter unter den Bedingungen

$$+1 < q_3 < q_{20}$$

und

$$-\infty \leq q_1 < -1$$

herstellbar.

Günstige Werte für die Filterelemente erhält man mit nahe am Durchlaßbereich liegenden Polstellen, d.h.

$$|q_{1,3}| < 2, \quad q_{20} < 4$$

Mit zwei komplex konjugierten freien Polstellen ist das Filter dagegen nicht realisierbar.

Die Berechnung des Filters 2c (gedrehte Erweiterungsglieder gemäß Bild 27) ergibt die gleichen Daten der Bauelemente wie bei Filter 2a, lediglich mit vertauschten Werten für die Kapazitäten C_1 und C_2 .

Die Darstellung des Kreises L_- , C_5 , C_7 in Bild 46 durch einen Schwingquarz (Bild 32) stößt wegen der notwendigen geringen Gesamtdurchlaßbreite des Filters (unter 0,2%) auf erhebliche Schwierigkeiten. Für die Induktivität L_3 wird hierbei eine Güte über 400 erforderlich. Da weiterhin die Quarzinduktivität (L_Q in Bild 32) nur mit relativ hohen Abschlußwiderständen in einen herstellbaren Bereich gelegt werden kann, kommt die kritische Kapazität C_4 in die Größenordnung der Schaltkapazitäten, was bei dem vorliegenden Filterschwerwiegende Veränderungen der Filtereigenschaften zur Folge hat. Die Schaltung wird daher ausschließlich mit Spulen und Kondensatoren aufgebaut.

Berechnet man das Filter Bild 46 mit den unten gegebenen Daten, dann nehmen die Elemente L_5 und C_5 extreme Werte an: $L_5 = 7,9 \mu\text{H}$; $C_5 = 15,6 \text{ nF}$

Daher wird auch in diesem Fall eine Transformation nach Bild 36 (Gln.(7.88) mit $L_6 \rightarrow L_5$, $C_6 \rightarrow C_5$, $C_8 \rightarrow C_7$) für $L_{10} = L_3$ vorgenommen. Die resultierende Schaltung des Filters zeigt Bild 48.

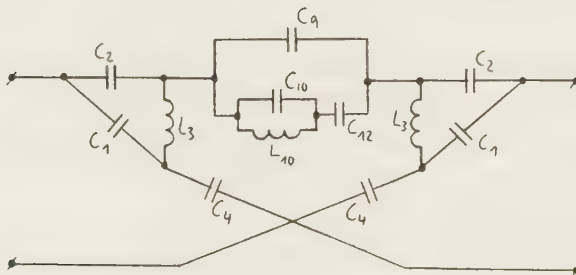


Bild 48 Filter 2a mit Z_1 nach Bild 36

Ein Filter nach Bild 48 wurde berechnet und aufgebaut:

$$\begin{aligned}
 f_1 &= 450 \text{ KHz} & f_2 &= 455 \text{ KHz} & q_1 &= -2; q_{20} = 4; q_3 = 2 \\
 R &= 3,7 \text{ K}\Omega \\
 C_1 &= 627,0 \text{ pF} \\
 C_2 &= 10,6246 \text{ nF} \\
 C_4 &= 29,8 \text{ pF} \\
 C_9 &= 142,6 \text{ pF} \\
 C_{10} &= 590,1 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

$$C_{12} = 35,5 \text{ pF}$$

$$L_3 = 200 \text{ } \mu\text{H} \quad Q_{3\min}(X_1) = 62 \quad Q_{3\min}(X_2) = 46$$

$$L_{10} = 200 \text{ } \mu\text{H} \quad Q_{10\min} = 181$$

Die Berechnung des Filters liefert sehr günstige Werte für seine Bauelemente. Eine Ausnahme bildet lediglich die Kapazität C_2 . Sie wird wegen ihrer Größe nur grob abstimmbare durch Zusammenschaltung passender Styroflex - Kondensatoren hergestellt. Deren mögliche Toleranzen (Klasse H: $\pm 2,5\%$, Klasse F: $\pm 1\%$) können in Verbindung mit etwas ungenauer Dimensionierung gewisse Abweichungen von dem berechneten Wert zur Folge haben.

Die Auswirkung solcher Abweichungen auf den Dämpfungsverlauf des Filters sind in Bild 49 für die Grenzfälle $\pm 5\%$ Abweichung dargestellt. Man erkennt, daß die tieferfrequente Polstelle und Dämpfungsflanke praktisch unverändert bleiben, während obere Polstellen und Dämpfungsflanke nach oben (-5% Abweichung) bzw. nach unten ($+5\%$ Abweichung) verschoben werden. Die tatsächlich vorkommenden Fehldimensionierungen von C_2 liegen jedoch immer weit unterhalb dieser Grenzwerte, so daß ihre Auswirkungen auf den Dämpfungsverlauf in tragbaren Grenzen bleiben. Der Verlauf mit Verlusten erfährt eine noch geringere Veränderung, so daß in allen Fällen auf eine sehr genaue Abstimmung von C_2 verzichtet werden kann.

Die Auswirkungen der Spulengüte auf den Dämpfungsverlauf sind in Bild 50 dargestellt. Für die Variation der Spulengüten sind wieder die in den Daten aufgeführten Mindestgüten $Q_{i\min}$ zugrundegelegt. Man erkennt, daß schon bei der doppelten Mindestgüte starke Abrundungen von Durchlaßbereich und Polstellen auftreten. Bei geringeren Spulengüten nehmen die Verformungen unzulässige Ausmaße an, sodaß hier die Brauchbarkeitsgrenze des Filters bei $2 Q_{i\min}$ liegt. Als Vergleich ist der theoretische Verlauf ohne Verluste eingezeichnet.

Bild 51 zeigt den Dämpfungsverlauf des Filters mit einer Spulengüte $Q_3 = Q_{10} = 250$ im Vergleich zu dem theoretischen Verlauf ohne Verluste.

Bild 52 zeigt den gemessenen Verlauf des Filters. Zusätzlich ist der in Bild 51 dargestellte Verlauf mit Verlusten eingezeichnet. Die Übereinstimmung beider Kurven ist auch bei diesem Filter gut.

Als vergleichbare Brücke kann die Schaltung Bild 47 herangezogen werden. Ihre Bauelemente berechnen sich nach (7.92) bis (7.103) zu:

$$\begin{array}{lll}
 R = 10 \text{ K}\Omega & C_{00} = 10,6 \text{ pF} & C_{22} = 237,3 \text{ pF} \\
 C_{11} = 7,95 \text{ pF} & C_{33} = 2,7871 \text{ nF} & C_{55} = 189,8 \text{ pF} \\
 L_{22} = 498,9 \text{ }\mu\text{H} & L_{33} = 44,4 \text{ }\mu\text{H} & L_{55} = 623,6 \text{ }\mu\text{H}
 \end{array}$$

Der Vergleich dieser Daten mit den Bauteilen von Filter 2a zeigt, daß Filter 2a eine wesentlich günstigere Bauelemente=dimensionierung aufweist. Hinzu kommt, wie bei den vorher=gehenden Filtern, das Wegfallen des Differentialübertragers.

Bild 49. Filter 2a Variation C_2

Daten: S. 79

Text : S. 80

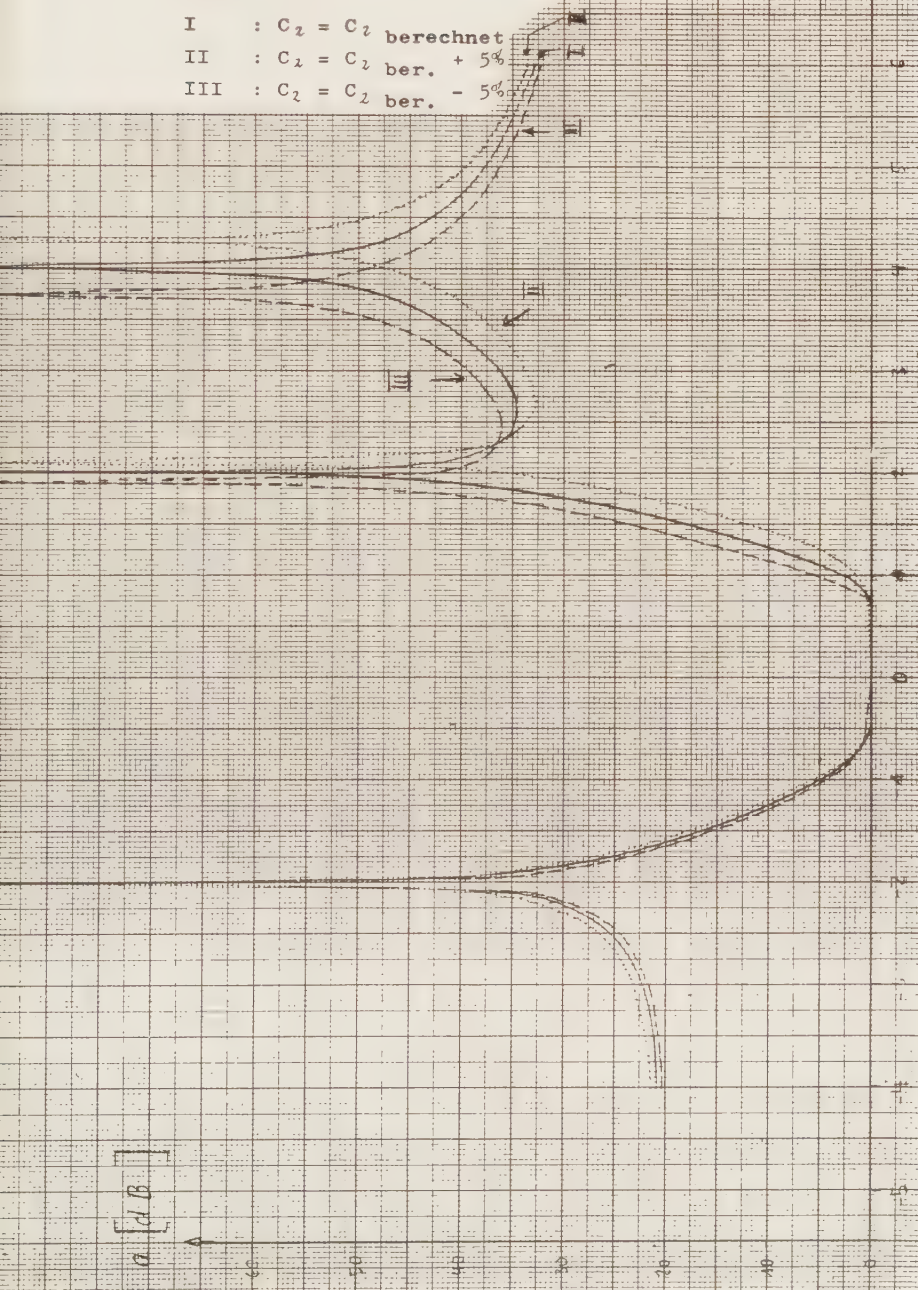
I : $C_2 = C_2$ berechnetII : $C_2 = C_2$ ber. + 5%III : $C_2 = C_2$ ber. - 5%

Bild 50. Filter 2a

Daten S. 79

Text : S. 80

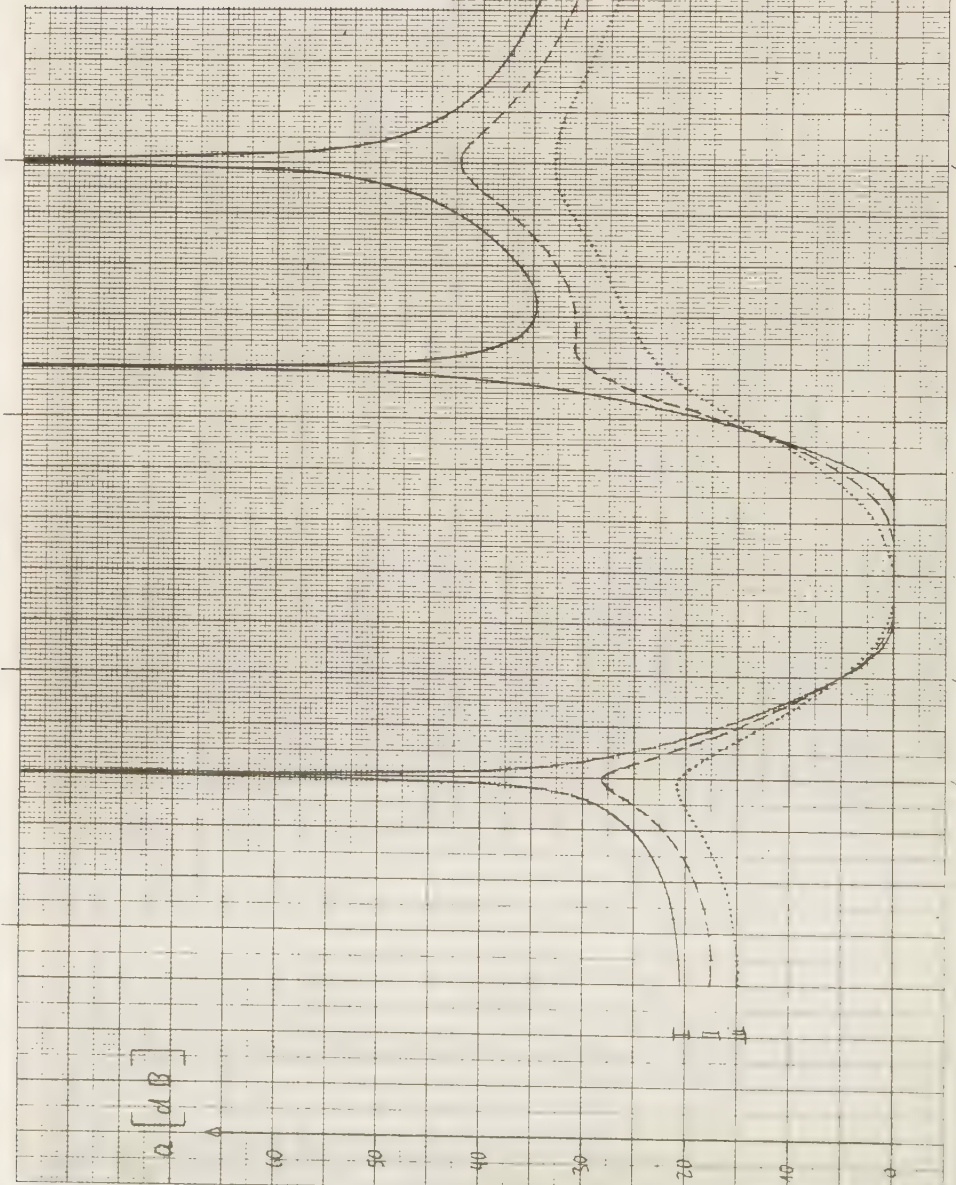
I : $Q_i = \infty$ II : $Q_i = 2 \cdot Q_{i \min}$ III : $Q_i = Q_{i \min}$ 

Bild 51. Filter 2a

Daten: S. 79

Text : S. 80

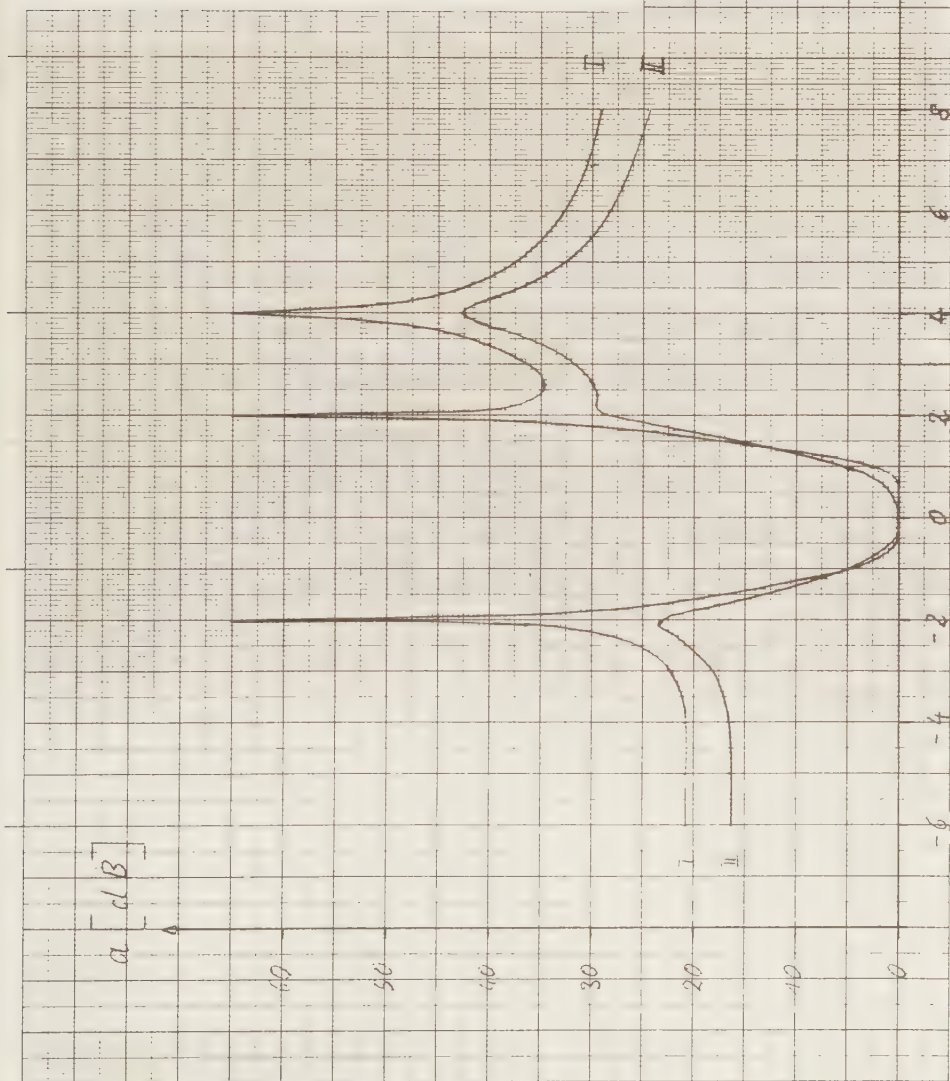
I : $Q_L = \infty$ II : $Q_L = 250$ berechnet

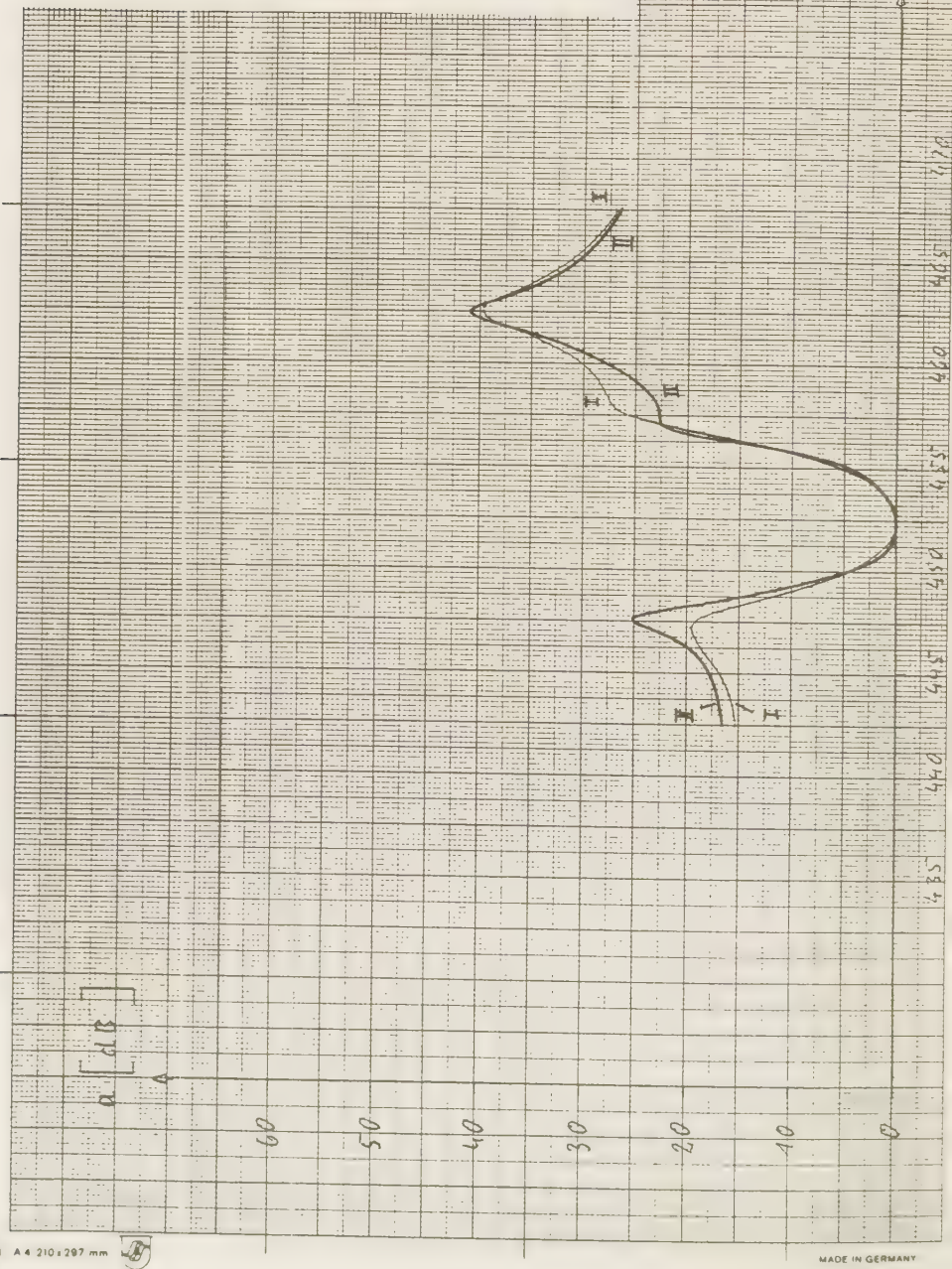
Bild 52. Filter 2a

Daten: S. 79

Text : S. 81

I : $Q_i = 250$ berechnet

II : gemessen



7.3 Filter 3

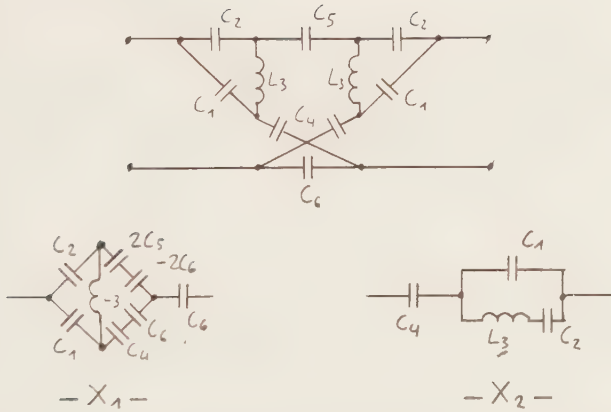


Bild 53. Filter 3a mit resultierenden Brückenzweigen \$X_1\$ und \$X_2\$

Die Reaktanzen \$X_1\$ und \$X_2\$ lauten:

$$X_1 = - \frac{K_3}{\omega K_2} \cdot \frac{1 - \frac{K_4}{\omega^2 L_3 K_3}}{1 - \frac{K_1}{\omega^2 L_3 K_2}} \quad (7.112)$$

$$X_2 = - \frac{C_1 + C_4}{\omega C_1 C_4} \cdot \frac{1 - \frac{C_1 + C_2 + C_4}{\omega^2 L_3 C_2 (C_1 + C_4)}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2}} \quad (7.113)$$

mit

$$\begin{aligned} K_1 &= C_2 C_4 C_6 + 2C_2 C_5 C_6 + C_2 C_4 C_5 + C_1 C_4 C_6 + 2C_1 C_5 C_6 + C_1 C_4 C_5 \\ K_2 &= 2C_2 C_4 C_5 C_6 + 2C_1 C_4 C_5 C_6 + C_1 C_2 C_4 C_6 + 2C_1 C_2 C_5 C_6 + C_1 C_2 C_4 C_5 \\ K_3 &= 4C_1 C_4 C_5 + 2C_1 C_2 C_4 + 2C_4 C_5 C_6 + 2C_1 C_5 C_6 + C_2 C_4 C_6 + C_1 C_2 C_6 + \\ &\quad + C_2 C_4 C_5 + C_1 C_2 C_5 \\ K_4 &= 2C_2 C_4 + 2C_1 C_4 + C_4 C_6 + C_1 C_6 + 2C_5 C_6 + C_2 C_6 + C_1 C_5 + C_2 C_5 + C_4 C_5 \end{aligned} \quad (7.114)$$

Aus (7.112) und (7.113) ist ersichtlich, daß die Zweige \$X_1\$ und \$X_2\$ je eine Serien- und Parallelresonanz aufweisen. Da die Resonanzen \$f_{2p}\$ und \$f_{3s}\$ aufeinandergelegt werden können, ergibt sich die Reaktanzanordnung nach Bild 54.

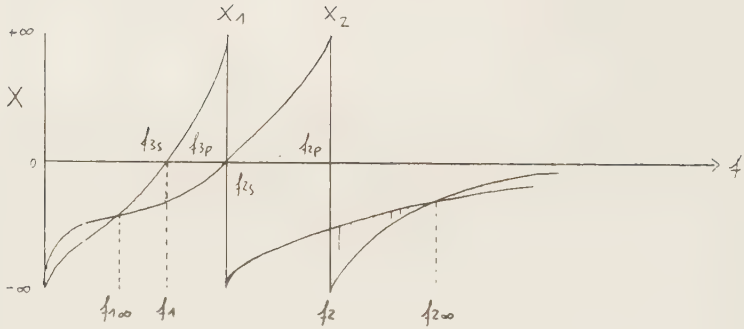


Bild 54. Reaktanzanordnung Filter 3

Die Resonanzfrequenzen für X_1 und X_2 berechnen sich zu:

$$\omega_{1s}^2 = \frac{k_4}{\omega^2 L_3 k_3} \quad (7.115)$$

$$\omega_{2s}^2 = \frac{k_1}{\omega^2 L_3 k_2} \quad (7.116)$$

$$\omega_{1s}^2 = \frac{C_1 + C_2 + C_4}{\omega^2 L_3 C_2 (C_1 + C_4)} \quad (7.117)$$

$$\omega_{2s}^2 = \frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2} \quad (7.118)$$

Für die Polstellenbedingung ergibt sich nach (2.10):

$$\frac{C_{v2}}{C_{v1}} = \frac{C_1 C_4 k_3}{(C_1 + C_4) k_2} = \left(\frac{m_1 + m_2}{1 + m_1 m_2} \right)^2 \quad (7.119)$$

Die Nullstellenbedingung ergibt sich nach (2.10) zu:

$$C_{v1} C_{v2} = \frac{k_2 C_1 C_4}{k_3 (C_1 + C_4)} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 R_0^2} \quad (7.120)$$

Die Berechnung der Filterelemente erfolgt wegen des Umfanges der Gln (7.112) bis (7.120) mit der in Kap. 7.1 beschriebenen Näherungsmethode.

Für f_{zs} ergibt sich nach (7.11):

$$f_{zs}^2 = \frac{f_1^2 f_2^2 (m_1 + m_2)}{f_1^2 + f_2^2 (1 + m_1 m_2)} \quad (7.121)$$

Für die Ermittlung der Startwerte für die Hauptnäherung (7.36) werden wegen der Gleichheit von (7.113) und (7.17) wieder die Gln. (7.38) bis (7.42) herangezogen.

Mit

$$\frac{f_{3p} - f_{3s}}{f_{3s}} \sim \frac{\chi_1 k_3 - k_2 k_4}{2 k_2 k_4} \quad (7.122)$$

sind die Gleichungen für die Startwerteberechnung nach Bild 33 aufgestellt. Durch iterative Variation der Kapazität C_6 werden die Frequenzen f_{2p} und f_{3s} zusammengelegt. Die Werte für die Kapazitäten C_1 und C_5 können in einem ziemlich weiten Bereich vorgegeben werden, ohne daß die Startwerte aus dem Konvergenzbereich der Hauptnäherung fallen. (Günstige Vorgabewerte: $C_1 = 2C_2$; $C_5 = 2C_4$). Nach der Näherungsprozedur analog Bild 33 werden die auf $C_3 = 500$ pF bezogenen Elemente C'_i , L'_j mit dem Abschlußwiderstand

$$R^i = \frac{1}{\sqrt{(f'_{3s} + f'_{2p})}} \cdot \sqrt{\frac{k'_3 (C'_1 + C'_4)}{k'_2 C'_1 C'_4}} \quad (7.123)$$

mit den Formeln (7.57) in die auf R_0 bezogene Form C'_i , L'_j umgerechnet.

Nach Umschreiben der Gln. (7.115) bis (7.120) können die Elemente C'_i , L'_j als Startwerte in die Hauptnäherung (7.36) eingesetzt werden ($\omega_{3s} = \omega_1$; $\omega_{3p} = \omega_{2s}$; $\omega_{2p} = \omega_2$):

$$\frac{k_4}{\omega^2 L_3 k_3} - \omega_1^2 = R_1 \quad (7.124)$$

$$\frac{k_1}{\omega^2 L_3 k_2} - \omega_{2s}^2 = R_2 \quad (7.125)$$

$$\frac{C_1 + C_2 + C_4}{\omega^2 L_3 C_2 (C_1 + C_4)} - \omega_2^2 = R_3 \quad (7.126)$$

$$\frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2} - \omega_2^2 = R_4 \quad (7.127)$$

$$\frac{C_1 C_4 K_3 \cdot \omega_0^2}{(C_1 + C_4) K_2} - \left(\frac{m_1 + m_2}{1 + m_1 m_2} \right)^2 \cdot \omega_0^2 = R_5 \quad (7.128)$$

$$\frac{K_2 C_1 C_4 \cdot \omega_0^4 R_0^2}{K_3 (C_1 + C_4)} - \omega_0^2 = R_6 \quad (7.129)$$

Das Filter läßt sich mit der angegebenen Methode ohne jede Einschränkung mit reellen und konjugiert komplexen Polstellen berechnen..

Neben Filter 3a wurde auch die Schaltung 3c (gedrehte Erweiterungsglieder gemäß Bild 27) untersucht. Da sie etwas ungünstigere Bauelementewerte und zudem beschränkte Konvergenzbereiche bezüglich q_1 und q_2 aufweist, wird sie nicht weiter verfolgt.

Ein Filter nach Bild 53 wurde berechnet. Seine Daten sind:

$$\begin{aligned} f_1 &= 450 \text{ KHz} & f_2 &= 455 \text{ KHz} & q_1 &= -2,6 & q_2 &= 2,8 \\ R &= 10 \text{ K}\Omega \\ C_1 &= 2,17 \text{ nF} \\ C_2 &= 3,95 \text{ nF} \\ C_4 &= 38,4 \text{ pF} \\ C_5 &= 61,3 \text{ pF} \\ C_6 &= 17,4 \text{ pF} \\ L_3 &= 87,4 \mu\text{H} & Q_{3\text{min}} &= 205 \end{aligned}$$

Bild 55 zeigt den Dämpfungsverlauf des Filters mit einer Spulengüte $Q_3 = 250$ im Vergleich zu dem theoretischen Verlauf ohne Verluste.

Bild 56 zeigt den gemessenen Verlauf des Filters. Zusätzlich ist der in Bild 55 dargestellte Verlauf mit $Q_3 = 250$ eingezeichnet. Die Übereinstimmung beider Kurven ist gut.

Das Filter benötigt 2 Spulen weniger als eine vergleichbare volle Brücke. Wie die vorhergehenden Filter kommt es mit dem in Bild 38 gezeigten einfachen Übertrager aus.

Bild 55. Filter 3a

Daten: S. 89

Text : S. 89

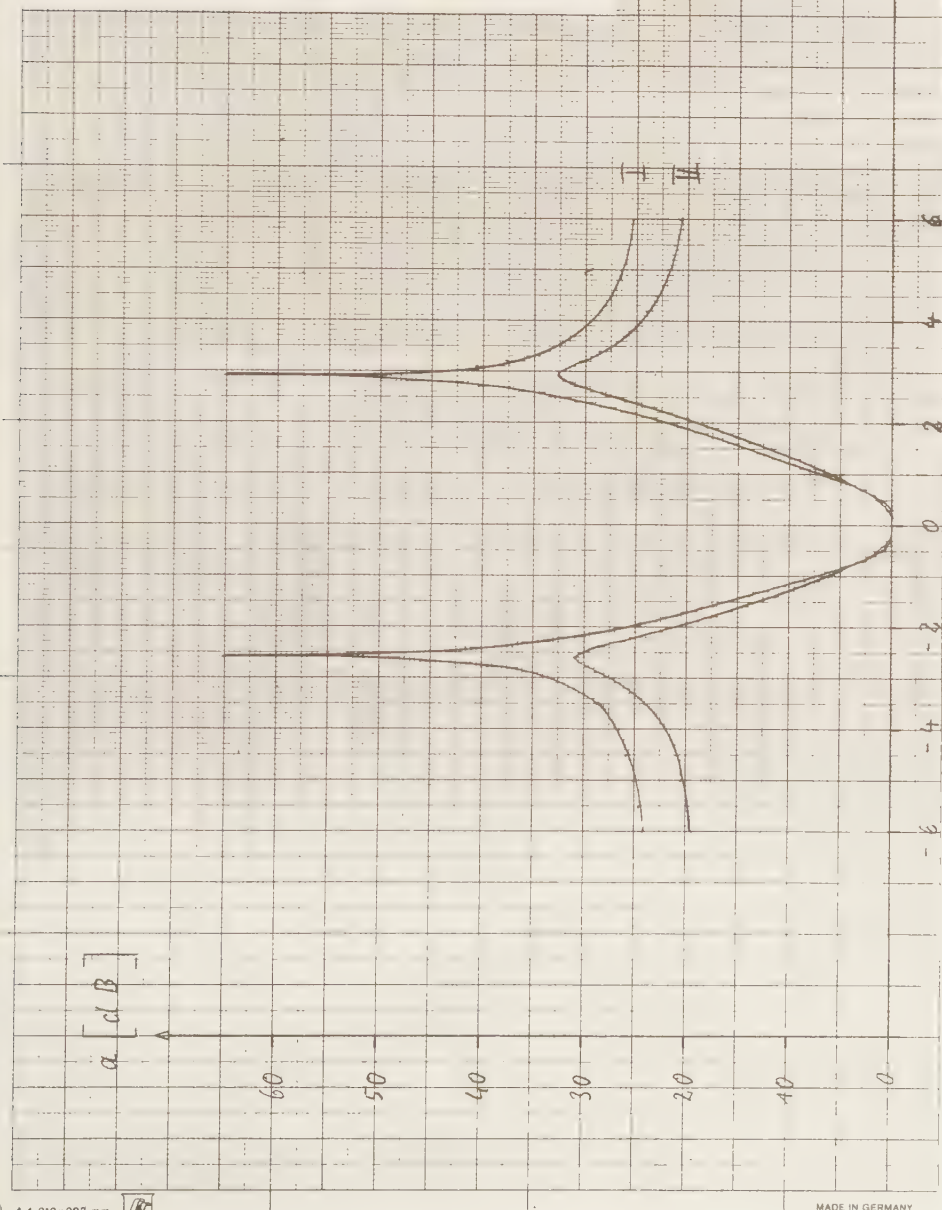
I : $Q_3 = \infty$ II : $Q_3 = 250$ berechnet

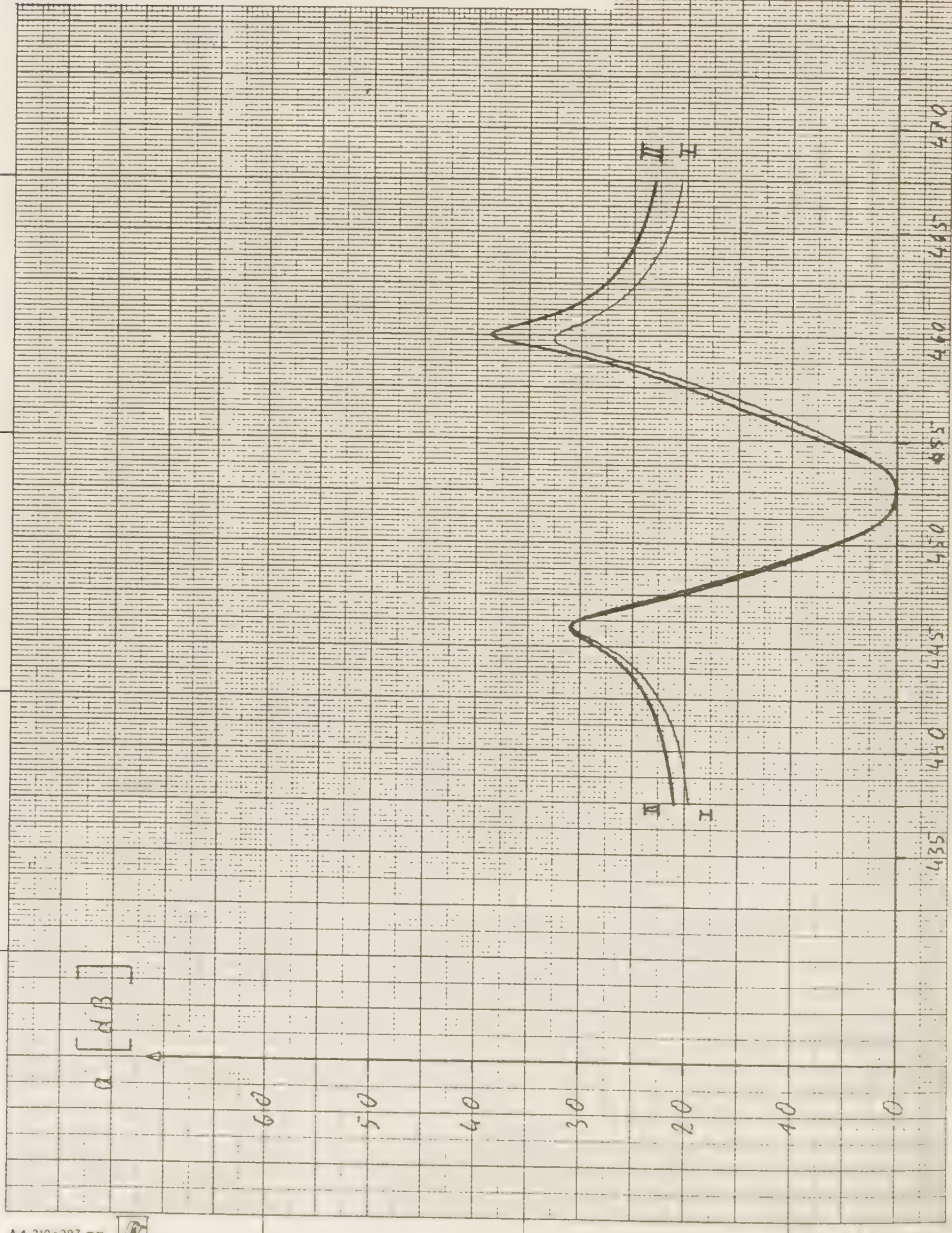
Bild 56. Filter 3a

Daten: S. 89

Text : S. 89

I : $Q_3 = 250$ berechnet

II : gemessen



7.4 Filter 4

Es soll mit dieser Schaltung der Spezialfall $Z_4 = Z_1$ (Bild 8, Formeln (3.29), (3.30)) bei Filter 3 untersucht werden.

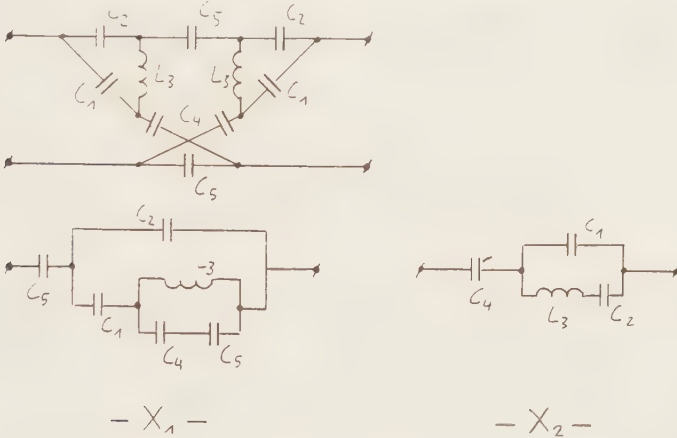


Bild 57. Filter 4a mit resultierenden Brückenzweigen X_1 und X_2

Die resultierenden Brückenzweige X_1 und X_2 errechnen sich nach (3.29) und (3.30) zu:

$$X_1 = - \frac{1}{\omega C_{V1}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{35}^2}{\omega^2 - \omega_{3p}^2} \quad (7.130)$$

$$X_2 = - \frac{1}{\omega C_{V2}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{25}^2}{\omega^2 - \omega_{2p}^2} \quad (7.131)$$

mit

$$C_{V1} = \frac{C_1 C_4 C_5^2 + C_2 C_5 (C_1 C_4 + C_1 C_5 - C_4 C_5)}{C_1 C_4 C_5 + (C_2 + C_5)(C_1 C_4 + C_1 C_5 + C_4 C_5)} \quad (7.132)$$

$$\omega_{35}^2 = \frac{1}{L_3 C_{35}} = \frac{(C_4 + C_5)(C_1 + C_2 + C_5)}{L_3 \cdot [(C_1 + C_2 + C_5) C_4 C_5 + C_1 (C_4 + C_5)(C_2 + C_5)]} \quad (7.133)$$

$$\omega_{3p}^2 = \frac{1}{L_3 C_{3p}} = \frac{(C_1 + C_2)(C_4 + C_5)}{L_3 [(C_1 + C_2) C_4 C_5 + (C_4 + C_5) C_1 C_2]} \quad (7.134)$$

$$C_4 = \frac{C_1 C_4}{C_1 + C_4} \quad (7.135)$$

$$\omega_{zs}^2 = \frac{1}{L_3 C_{zs}} = \frac{C_1 + C_2 + C_4}{L_3 C_2 (C_1 + C_4)} \quad (7.136)$$

$$\omega_{zp}^2 = \frac{1}{L_3 C_{zp}} = \frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2} \quad (7.137)$$

Für den Brückenweig X_1 ergibt sich folgender Resonanzabstand:

$$\frac{\omega_{zp}^2}{\omega_{zs}^2} = 1 + C_5 \cdot \frac{C_1^2}{\left(\frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5} + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) (C_1 + C_2 + C_5) (C_1 + C_2)} \quad (7.138)$$

Für den Brückenweig X_2 gilt:

$$\frac{\omega_{zp}^2}{\omega_{zs}^2} = 1 + C_4 \cdot \frac{C_2}{C_1^2 + C_1 C_2 + C_1 C_4} \quad (7.139)$$

Der Vergleich der Parallelresonanzen beider Brückenweige ergibt:

$$\frac{\omega_{zp}^2}{\omega_{zs}^2} = 1 + \frac{\frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5}}{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \quad (7.140)$$

Die Parallelresonanz von X_2 liegt also immer über der von X_1 .

Aus (7.138), (7.139) und (7.140) läßt sich ersehen, daß für ein schmalbandiges Filter die Kapazitäten C_4 und C_5 klein gegenüber C_1 und C_2 sein müssen:

$$C_4, C_5 \ll C_1, C_2 \quad (7.141)$$

Mit $f_{zs} = f_{zs}$ erhält man auch hier die Reaktanzanordnung Bild 54.

Gleichsetzen von (7.134) und (7.136) ergibt nach einigen Umrechnungen:

$$\frac{C_5}{C_4} \left(C_1^2 + 2 C_1 C_2 + C_4 (C_1 + C_2) \right) = C_2^2 \quad (7.142)$$

Aus Null- und Polstellenbedingung (2.10) entnimmt man nach kurzer Rechnung:

$$C_{v_1} = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \frac{1 + m_1 m_2}{m_1 + m_2} \quad (7.143)$$

$$C_{v_2} = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \frac{m_1 + m_2}{1 + m_1 m_2} \quad (7.144)$$

Für die Resonanzintervalle in Bild 54 ergibt sich mit (7.132) bis (7.144), und den Abkürzungen in Kap. 7.1 nach einigen Umrechnungen:

$$\frac{f_{25}^2 - f_1^2}{f_1^2} = \frac{C_{3S} - C_{3P}}{C_{3P}} = \gamma_1 = 2\beta^1 \cdot \frac{2}{1 + m_1 m_2} \quad (7.145)$$

$$\frac{f_2^2 - f_{25}^2}{f_{25}^2} = \frac{C_{2S} - C_{2P}}{C_{2P}} = \gamma_2 = 2\beta^1 \cdot \frac{2m_1 m_2}{1 + m_1 m_2} \quad (7.146)$$

Man erhält also mit (7.142) bis (7.146) für 4 Kapazitäten 5 Bestimmungsgleichungen. Es sind somit die Filtergrößen m_1 , m_2 und $2\beta^1$ nicht unabhängig voneinander vorgebar. Da die relative Durchlaßbreite $2\delta^1$ frei verfügbar sein muß, ergibt sich eine Abhängigkeit zwischen m_1 und m_2 . Wegen der umfangreichen Ausdrücke (7.132) bis (7.137) einschließlich der Bedingung (7.142) wird ein einfaches Näherungsverfahren für die Berechnung der Filterelemente angewendet.

Nach (7.138) ist C_5 wesentlich kleiner als C_2 , und somit ist nach (7.132) C_{v_1} nur wenig kleiner als C_5 . D.h. C_{v_1} setzt sich aus C_5 und einem Korrekturfaktor β_1 zusammen:

$$C_{v_1} = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \frac{1}{k} = C_5 \cdot \frac{1}{\beta_1} \quad (7.147)$$

$$\beta_1 = \frac{C_1 C_4 C_5 + (C_2 + C_5)(C_1 C_4 + C_1 C_5 + C_4 C_5)}{C_1 C_4 C_5 + C_2 (C_1 C_4 + C_1 C_5 + C_4 C_5)} \quad (7.148)$$

$$k = \frac{m_1 + m_2}{1 + m_1 m_2} \quad (7.149)$$

β_1 ist nur wenig größer als 1. Das Produkt

$$\frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \beta_1 \quad \text{wird abgekürzt:} \quad \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \beta_1 = e_1 \quad (7.150)$$

Somit wird:

$$C_5 = e_1 \cdot \frac{1}{k} \quad (7.151)$$

Analog zu C_{v1} wird wegen $C_4 \ll C_1$ gesetzt:

$$C_{v2} = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot k = C_4 \cdot \frac{1}{\beta_2} \quad (7.152)$$

$$\beta_2 = \frac{C_1 + C_4}{C_1} \quad (7.153)$$

$$\frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \beta_2 = e_2 \quad (7.154)$$

$$C_4 = e_2 \cdot k \quad (7.155)$$

Die Bedingung (7.142) lässt sich mit (7.151) und (7.155) schreiben:

$$\frac{e_1}{e_2 \cdot k^2} (C_1^2 + 2 C_1 C_2) + \frac{e_1}{k} (C_1 + C_2) = C_2^2 \quad (7.156)$$

Sie stellt also eine quadratische Gleichung zwischen den Kapazitäten C_1 und C_2 dar. Damit bei ihrer Lösung keine Kapazitäten in der Wurzel stehen, d.h. sich eine lineare Beziehung zwischen C_1 und C_2 ergibt, wird (7.156) umgeformt:

$$\frac{e_1}{e_2 \cdot k^2} (C_1^2 + 2 C_1 C_2) + 2 C_1 C_2 \frac{e_1}{k} \cdot \frac{C_1 + C_2}{2 C_1 C_2} = C_2^2 \quad (7.157)$$

Die beiden auftretenden Faktoren werden abgekürzt:

$$\frac{e_1}{e_2 \cdot k^2} = d_1 \quad (7.158)$$

$$\frac{e_1}{k} \cdot \frac{C_1 + C_2}{2 C_1 C_2} = d_2 \quad (7.159)$$

Die Lösung von (7.157) lautet mit (7.158) und (7.159):

$$C_2 = C_1 (d_1 + d_2) \left(\sqrt{1 + \frac{d_1}{(d_1 + d_2)^2}} + 1 \right) \quad (7.160)$$

Gl. (7.160) lautet abgekürzt:

$$C_2 = C_1 \cdot b \quad (7.161)$$

mit

$$b = (d_1 + d_2) \left(\sqrt{1 + \frac{d_1}{(d_1 + d_2)^2}} + 1 \right) \quad (7.162)$$

(7.145) lautet mit (7.133) und (7.134) nach einigen Umformungen:

$$\gamma_1 = 2\delta' \cdot \frac{2}{1+m_1m_2} = \frac{c_1^2 c_5}{(c_1+c_2)^2 \frac{c_4 c_5}{c_4 \cdot c_5} + (c_1+c_2+c_5) c_1 c_2} \quad (7.163)$$

(7.163) wird mit (7.151), (7.155) und (7.161) nach c_1 aufgelöst:

$$c_1 = \frac{e_1 - \gamma_1 ((b+1)^2 d_3 + e_1 b)}{b(b+1) \cdot k \cdot \gamma_1} \quad (7.164)$$

mit

$$d_3 = \frac{e_1 e_2 k^2}{e_1 + e_2 k^2} \quad (7.165)$$

(7.146) lautet mit (7.136) und (7.137):

$$\gamma_2 = 2\delta' \frac{2m_1m_2}{1+m_1m_2} = \frac{c_2 c_4}{c_1 (c_1+c_2+c_4)} \quad (7.166)$$

(7.166) wird mit (7.155) und (7.161) nach c_1 aufgelöst:

$$c_1 = \frac{e_2 \cdot k (b - \gamma_2)}{(b+1) \cdot \gamma_2} \quad (7.167)$$

Gleichsetzen von (7.164) und (7.167) liefert die Gleichung:

$$\gamma_2 [e_1 - \gamma_1 (b+1)^2 d_3 + e_1 \cdot b] - k^2 e_2 b \gamma_1 (b - \gamma_2) = 0 \quad (7.168)$$

Gl. (7.168) stellt die Ausgangsgleichung für die Berechnung der Filtergrößen dar.

Das Rechenprogramm für das verwendete einfache Näherungsverfahren besteht im wesentlichen aus zwei ineinandergeschachtelten Iterationsschleifen.

Nach Vorgabe der Filterdaten f_1 , f_2 , R , m_2 werden für die nullte Näherung die Größen β_1 (7.148) und β_2 (7.153), die nur wenig größer als Eins sind, gleich Eins gesetzt. Die Größen e_1 (7.150) und e_2 (7.154) werden damit gleich und nehmen einen von m_1 und m_2 unabhängigen Wert an. Weiterhin wird die Größe d_2 (7.159) gleich Null gesetzt, da sie in (7.162) gegen d_1 vernachlässigt werden kann. Der Anfangswert von b (7.162) geht damit in den Ausdruck

$$b_{\text{ANFANG}} = \frac{1}{k^2} \left(1 + \sqrt{1 + k^2} \right) \quad (7.169)$$

über, ist also nur noch von k , d.h. von den Filtergrößen m_1 und m_2 abhängig.

Die restlichen Größen γ_1 (7.145) und γ_2 (7.146) sind nach ihrer Definition nur von m_1 , m_2 und den vorgegebenen Filterdaten abhängig.

Gl.(7.168) liegt somit als implizite Funktion der beiden Variablen m_1 und m_2 mit den Parametern β_1 , β_2 , e_1 , e_2 , d_2 vor. Eine Polstelle des Filters, d.h. ein m -Wert, im Fall des vorliegenden Filters der Wert m_2 , ist frei wählbar, und wird somit vorgegeben. In der inneren Iterationsschleife des Rechenprogrammes wird nun derjenige m_1 -Wert, der Gl. (7.168) löst, berechnet. Die Rechnung wird abgebrochen, wenn sich der nach einem Schleifendurchlauf erhaltene m_1 -Wert um weniger als das 10^{-10} fache vom Vorwert unterscheidet. Dies ist nach ca. 6 bis 10 Schleifendurchläufen der Fall.

Nach Erhalt dieses m_1 -Wertes werden in der äußeren Iterationsschleife alle Filtergrößen, und mit diesen auch die Größen β_1 , β_2 , e_1 , e_2 , d_2 neu berechnet, und gehen somit als Parameter der ersten Näherung in Gl.(7.168) ein. Es wird nun wiederum derjenige m_1 -Wert ermittelt, der Gl.(7.168) löst. Danach werden die Parameter erneut berechnet. Das Verfahren wird solange durchgeführt, bis sich die bei einem Durchlauf der äußeren Schleife erhaltenen Filterelemente C_i , L_3 um weniger als das 10^{-3} fache vom Vorwert unterscheiden. Diese Genauigkeit wird ebenfalls nach wenigen Schleifendurchläufen erreicht.

Die sich ergebende Abhängigkeit der m_i -Werte ist in Bild 58 dargestellt. Als Parameter wurden die relativen Durchlaßbreiten $2\delta' = 1\%$ (Kurve I) und $2\delta' = 12\%$ (Kurve II) gewählt.

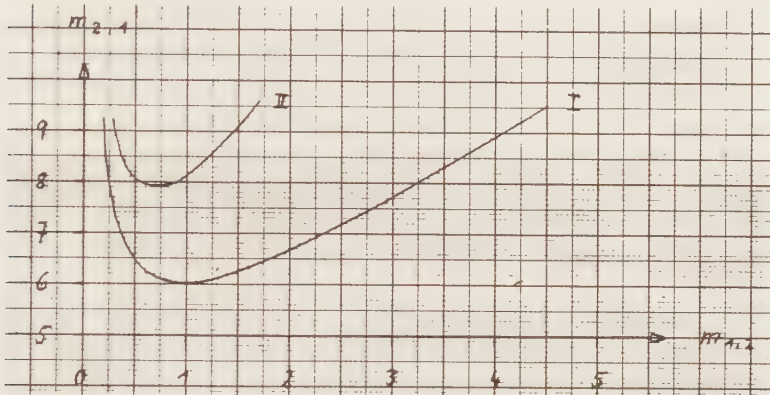


Bild 58. Abhängigkeit der m_i -Werte für Filter 4a

Wie aus Bild 58 zu ersehen ist, sind nur stark unsymmetrische Filter herstellbar.

Für die Bauelemente des Filters ergibt sich:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \frac{\beta_2 \cdot k (b - \gamma_2)}{(b+1) \cdot \gamma_2} \quad (7.170)$$

$$C_2 = C_1 \cdot b \quad (7.171)$$

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \beta_2 \cdot k \quad (7.172)$$

$$C_5 = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \beta_1 \cdot \frac{1}{k} \quad (7.173)$$

$$L_3 = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_{35}} \quad (7.174)$$

wobei die Ausdrücke

β_1 nach (7.148), β_2 nach (7.153), k nach (7.149),

ϵ_2 nach (7.146), C_{35} nach (7.133)

definiert sind und sich aus der Näherungsrechnung auf der Basis von Gleichung (7.168) ergeben.

Für das vorliegende Filter sind zwei Anwendungsmöglichkeiten gegeben:

1. Stark unsymmetrisches Bandfilter mit einer Polstelle in beliebiger Lage und einem Pol oberhalb des Durchlaßbereiches sehr nahe der oberen Grenzfrequenz f_2 .
2. Hochpaß, der durch Verzerrung der Filtercharakteristik [14] entsteht. Um den entsprechenden Dämpfungsverlauf zu erreichen, wird der zweite Pol in die Nähe des ersten Poles gelegt, und die Durchlaßbreite des Filters vergrößert.

Es wurde ein Filter mit den Daten

$$f_1 = 2,0 \text{ MHz} \quad f_{1\infty} = 1,92 \text{ MHz} \quad f_{2\infty} = 1,9975 \text{ MHz}$$

$$f_2 = 2,25 \text{ MHz} \quad f_0 = 2,125 \text{ MHz}$$

$$R = 5 \text{ K } \Omega$$

$$C_1 = 40 \text{ pF}$$

$$C_2 = 270 \text{ pF}$$

$$C_4 = 10,7 \text{ pF}$$

$$C_5 = 29,4 \text{ pF}$$

$$L_3 = 146,5 \text{ } \mu\text{H}$$

$$\text{Spulengüte} \quad Q_3 = 250$$

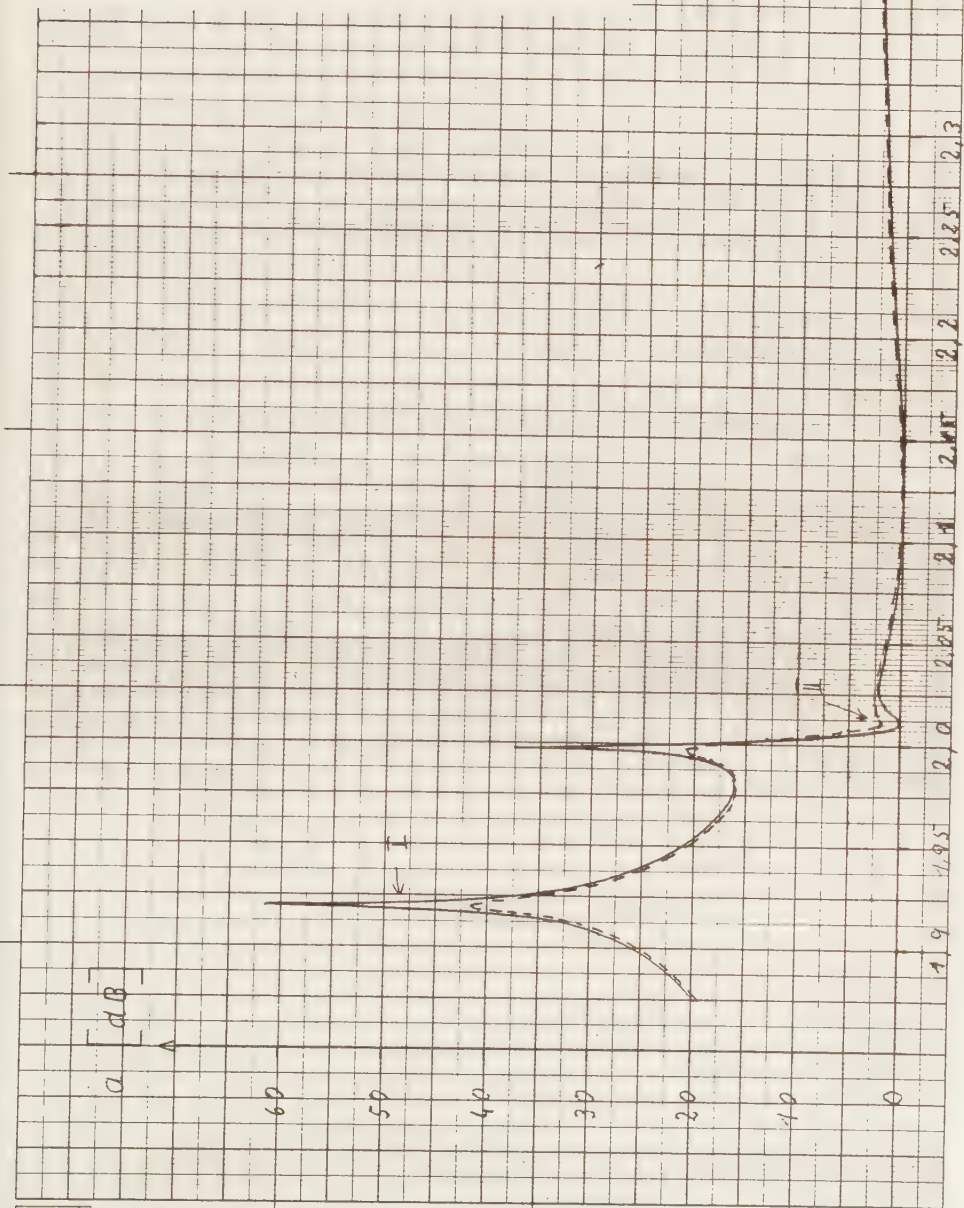
berechnet und aufgebaut. Der berechnete Dämpfungsverlauf mit und ohne Verluste ist in Bild 59 dargestellt, den gemessenen Verlauf zeigt Bild 60.

Die Berechnung von Filter 4c (gedrehte Erweiterungsglieder gemäß Bild 27) analog der bei Filter 4a angewandten Methode ergibt eine Schaltung, bei der die inversen m_i -Werte die gleiche Abhängigkeit wie in Bild 58 aufweisen. Die günstigste Einsatzmöglichkeit für dieses Filter ist ein Tiefpaß, der durch Verzerrung der Bandfiltercharakteristik entsteht [14]. Der Dämpfungsverlauf dieses Filters ist bezüglich f_0 symmetrisch zu dem in Bild 59 gezeigten Verlauf.

Bild 59. Filter 4a

Daten: S. 99

Text : S. 100

— I : : $Q = \infty$ --- II : $Q = 250$ berechnet

α [dB]

60

50

40

30

20

10

0

I

I

W

1,9 1,95 2,0 2,05 2,1 2,15 2,2 2,25 2,3

f [MHz]

Filter 4a

Anten: 2, 2d

Text: 2, 100

1 : 2 = 2 Berechnet

11 : 2 = 180 Berechnet

111 : gemessen

8. Aufbau doppelt beidseitig erweiterter Filter

8.1a Filter 5a

Wegen des großen Bauelementeaufwandes bei Filtern nach Bild 9 werden nur symmetrische Filter mit den Scheinwiderständen (3.43) untersucht, die sich als Differentialbrücke aufbauen lassen (Bild 15 d).

Um die Einflüsse des Übertragers und die Wirksamkeit einer Polstellenkorrektur überprüfen zu können, wird ein einfaches Filter mit zwei Erweiterungsgliedern E1 und vier Kondensatoren als Brückenelemente $\underline{Z}_1$ und $\underline{Z}_2$ durchgerechnet und aufgebaut.

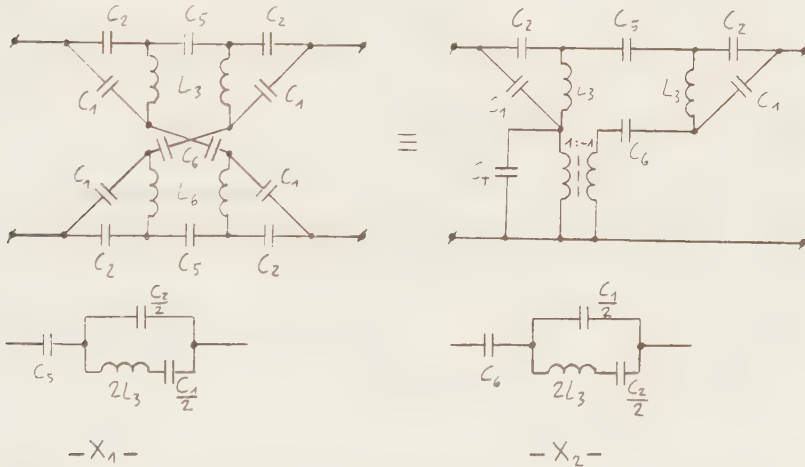


Bild 61. Filter 5a mit resultierenden Zweigen X_1 und X_2 als volle Brücke und Differentialbrücke

Die resultierenden Brückenzweige X_1 und X_2 errechnen sich nach (3.43) mit den Elementen in Bild 61 zu:

$$X_1 = \frac{C_1 \cdot 2C_5}{\omega C_2 C_5} \cdot \frac{1 - \frac{C_1 + C_2 + 2C_5}{\omega^2 L_3 C_1 (C_1 - C_5)}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.1)$$

$$X_2 = - \frac{C_1 + 2C_6}{\omega C_1 C_6} \cdot \frac{1 - \frac{C_1 + C_2 + 2C_6}{\omega^2 L_3 C_2 (C_1 + 2C_6)}}{1 - \frac{C_1 - C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.2)$$

Man ersieht aus (8.1) und (8.2), daß die Parallelresonanzen beider Brückenzweige zusammenfallen. Da die Zweige X_1 und X_2 die gleiche Struktur aufweisen, wird von den zwei möglichen Reaktanzanordnungen diejenige in Bild 62 gewählt.

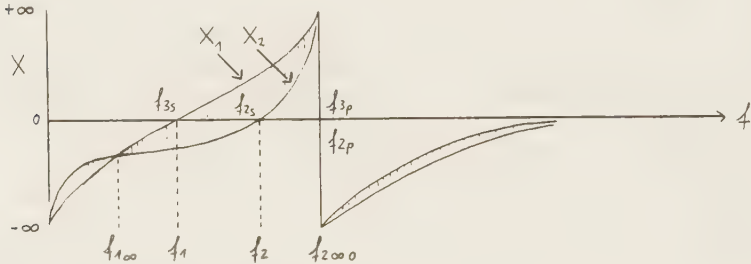


Bild 62. Reaktanzanordnung Filter 5a

Da die Brückenzweige des Filters sich teilweise aus den gleichen Elementen zusammensetzen, ist es wieder angebracht, diese aus den Brückengliedern eines Ausgangsfilters ohne doppelt auftretende Elemente abzuleiten. Die Schaltung des Ausgangsfilters zeigt Bild 63

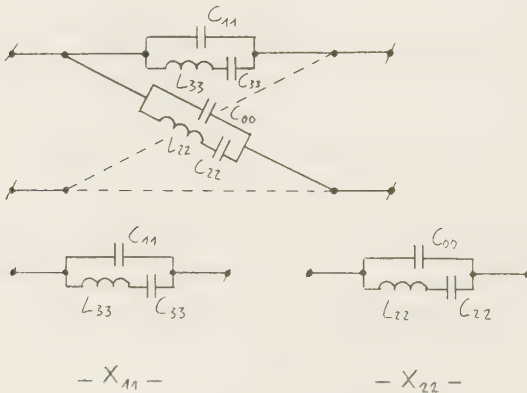


Bild 63. Ausgangsfilter für Filter 5

Berechnet man die Elemente des Filters Bild 63 mit der Reaktanzanordnung Bild 62 nach dem in Kap. 7.1 gegebenen Schema, dann ergibt sich:

$$X_{11} = -\frac{1}{\omega C_{11}} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_{33} C_{33}}}{1 - \frac{C_{11} + C_{33}}{\omega^2 L_{33} C_{11} C_{33}}} \quad (8.3)$$

$$X_{22} = -\frac{1}{\omega C_{00}} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_{22} C_{22}}}{1 - \frac{C_{00} + C_{22}}{\omega^2 L_{22} C_{00} C_{22}}} \quad (8.4)$$

mit

$$C_{00} = \frac{1}{2\tilde{\pi} f_0 R_0} \cdot \frac{1}{q_{20}} \cdot \sqrt{\frac{q_1 - 1}{q_1 + 1}} \quad (8.5)$$

$$C_{11} = \frac{1}{2\tilde{\pi} f_0 R_0} \cdot \frac{1}{q_{20}} \cdot \sqrt{\frac{q_1 + 1}{q_1 - 1}} \quad (8.6)$$

$$C_{22} = C_{00} \cdot 2\delta' (q_{20} - 1) \quad (8.7)$$

$$C_{33} = C_{11} \cdot 2\delta' (q_{20} + 1) \quad (8.8)$$

$$L_{22} = \frac{1}{4\tilde{\pi}^2 f_0^2 C_{22}} \quad (8.9)$$

$$L_{33} = \frac{1}{4\tilde{\pi}^2 f_0^2 C_{33}} \quad (8.10)$$

Durch Gleichsetzen der Realitäten X_{11} und X_{11} ((8.1) = (8.3)) bzw. X_2 und X_{22} ((8.2) = (8.4)) erhält man nach einigen Umrechnungen für Filter 5a:

$$C_1 = C_{11} \frac{2}{b(b+1)} \alpha_{33}$$

$$C_2 = C_1 \cdot b$$

$$C_5 = \frac{C_{11}(C_{11} + C_{33})}{C_{11} - C_{33}b}$$

$$C_6 = \frac{C_{00}(C_{00} + C_{22})}{C_{00}b - C_{22}}$$

(8.11)

$$L_3 = \frac{C_{33}}{2} \left(\frac{b+1}{\alpha_{33}} \right)^2$$

mit

$$b = \frac{\alpha_{33}}{\alpha_{22}} \sqrt{\frac{L_{22}}{L_{33}}}$$

$$\alpha_{33} = 1 + \frac{C_{11}}{C_{33}}$$

$$\alpha_{22} = 1 + \frac{C_{00}}{C_{22}}$$

Das Filter wurde für eine Mittenfrequenz von 462, 5 KHz ausgelegt. Seine Daten sind:

$$f_1 = 460 \text{ KHz} \quad f_2 = 465 \text{ KHz} \quad q_1 = -4,2 \quad q_{2\sigma} = 4$$

$$R = 2 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = 1,32 \text{ nF}$$

$$C_2 = 801 \text{ pF}$$

$$C_4 = 36,7 \text{ pF}$$

$$C_5 = 60 \text{ pF}$$

$$L_3 = 227,6 \mu\text{H}$$

Der berechnete Dämpfungsverlauf des Filters Bild 61 als volle Brücke ohne Übertrager ist in Bild 64 dargestellt.

Es sind der verlustfreie theoretische Verlauf, und der Verlauf mit Verlusten (Spulengüte $Q_3 = 250$) eingezeichnet.

Diese Kurven gelten für alle drei Anordnungen a, b, c.

Wird ein Filter nach Bild 61 als Differentialbrücke aufgebaut, dann muß für die Berechnung des Betriebsübertragungsmaßes an Stelle der einfachen Formel (2.4) der erweiterte Ausdruck (3.57), der den Übertragerscheinwiderstand $\underline{Z}_T$ (3.59) enthält, herangezogen werden.

Um die Einflüsse des Übertragers in (3.57) erkennbar zu machen, wurde der Dämpfungsverlauf des Filters Bild 61 für verschiedene Übertragerinduktivitäten L_T und die beiden Resonanzen $f_T = f_0$ bzw. $f_T = f_{\infty}$ berechnet.

Die Ergebnisse sind in den Bildern 65 und 66 dargestellt. Die Dämpfungskurven gelten für den theoretischen verlustfreien Fall. Bei Vorhandensein von Verlusten tritt eine allgemeine Verschlechterung, aber keine andersgeartete Veränderung auf.

Man ersieht aus Bild 65, daß die Übertragereinflüsse bei Abstimmung auf die Mittenfrequenz ($f_T = f_0$) praktisch nur eine Verschiebung der Polstellen bewirken, während sie den Durchlaßbereich auch bei kleinen Übertragerinduktivitäten L_T nahezu unberührt lassen.

Legt man die Übertragerresonanz auf die gemeinsame Parallelresonanz der Erweiterungsglieder, welche die obere Polstelle bildet ($f_T = f_{2\omega_0}$), dann wird diese auch bei kleinen Übertragerinduktivitäten nicht verschoben (Bild 66). In diesem Fall unterliegen jedoch Durchlaßbereich und freie Polstelle $f_{1\infty}$ stärkeren Beeinflussungen, sodaß die Übertragerinduktivität je nach Größe des Durchlaßbereichs und Lage der Polstellen nicht kleiner als das 1,5- bis 3-fache der Filterinduktivität L_3 gewählt werden darf.

Bild 64. Filter 5 a, b, c

Volle Brücke ohne Übertrager

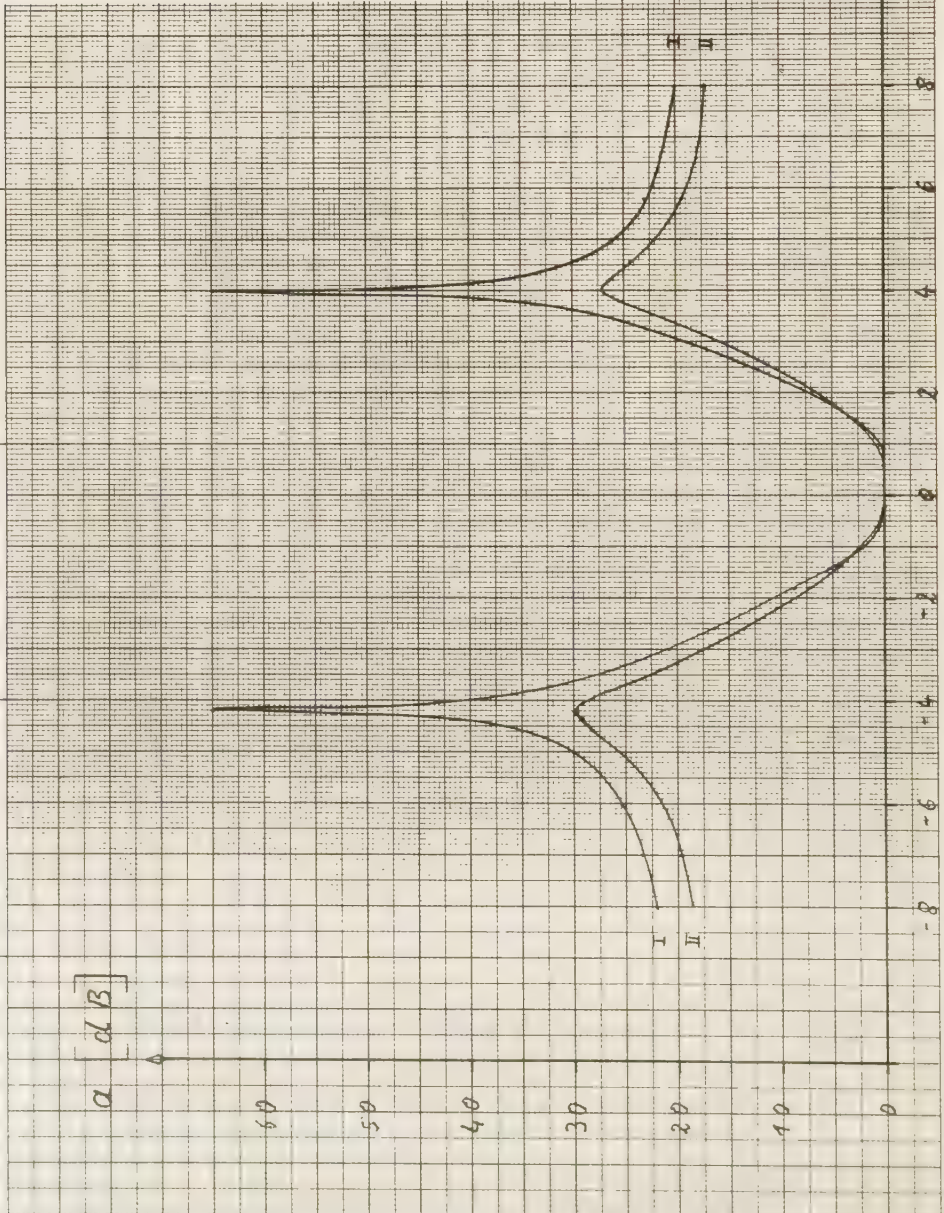
I : $Q_3 = \infty$ II : $Q_3 = 250$ 

Bild 65. Filter 5a

Daten: S. 105

Text: S. 106

Differentialbrücke mit Übertrager

$$f_T = f_0$$

$$\text{I : } L_T = \infty$$

$$\text{II : } L_T/L_3 = 10$$

$$\text{III : } L_T/L_3 = 5$$

$$\text{IV : } L_T/L_3 = 2,5$$

$$\text{V : } L_T/L_3 = 1,25$$

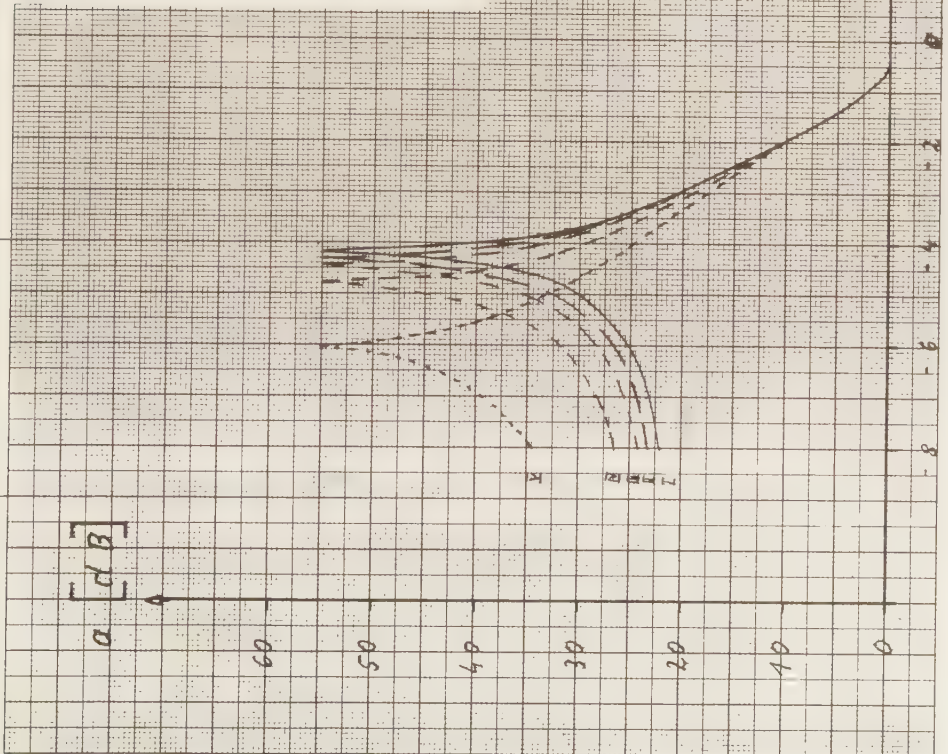


Bild 66. Filter 5a

Daten: S. 105

Text: S. 106

Differentialbrücke mit Übertrager

$$f_T = f_{2\infty}$$

$$\text{I : } L_T = \infty$$

$$\text{II : } L_T/L_3 = 10$$

$$\text{III : } L_T/L_3 = 5$$

$$\text{IV : } L_T/L_3 = 2,5$$

$$\text{V : } L_T/L_3 = 1,25$$

a [dB]

60

50

40

30

20

10

0

Z

8

6

4

2

0

-2

-4

-6

-8

Es wird versucht, die durch die Übertragereinflüsse bedingte Veränderung der Polstellen durch Zugrundelegen des Scheinwiderstandes $\bar{v}_2$ nach (3.60) bzw. (3.62) zu verringern. Es sollen wieder alle Größen als Reaktanzen angenommen werden:

$$\begin{aligned} \underline{s}_1 &= jX_{s1} & \underline{s}_2 &= jX_{s2} & \underline{s}_3 &= jX_{s3} \\ \underline{a} &= jX_a & \underline{b} &= jX_b & \underline{c} &= jX_c \\ \underline{z}_T &= jX_T & \underline{z}_s &= jX_{s_s} & \underline{z}_2 &= jX_{s_2} \end{aligned} \quad (8.12)$$

Gleichung (3.60) nimmt mit (8.12) die Form an:

$$\bar{X}_2 = X_2 + \frac{X_{s_2}(X_{z_2} + X_{s_2})}{X_T} \quad (X_c = X_{z_2} + X_{s_2}) \quad (8.13)$$

Die Dreieck - Stern - Transformierte $\underline{s}_2$ hat nach Kap. 6 als Reaktanz das Aussehen:

$$X_{s_2} = \frac{X_z}{1 - \frac{f_{z\infty 0}^2}{f^2}} \quad (8.14)$$

X_z ist der Zähler der Reaktanz X_{s_2}

Für den Blindwiderstand X_T des Übertragers erhält man:

$$X_T = -\frac{1}{\omega C_T} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{\omega^2 L_T C_T}} \quad (8.15)$$

Gleichung (8.13) nimmt mit (8.14) und (8.15) die Form an:

$$\bar{X}_2 = X_2 - \omega C_T X_z (X_{z_2} + X_{s_2}) \cdot \alpha_k \quad (8.16)$$

$$\text{mit} \quad \alpha_k = \frac{1 - \frac{f_T^2}{f^2}}{1 - \frac{f_{z\infty 0}^2}{f^2}} \quad (8.17)$$

Für die Korrektur der Polstellen gibt es zwei Möglichkeiten:

1.) Die Übertragerresonanz f_T wird auf die gebundene

obere Polstelle gelegt ($f_T = f_{2\infty}$). In diesem Fall vereinfacht sich (8.16) mit $a_K = 1$ (8.17) zu:

$$\bar{X}_2 = X_2 - \omega C_T X_2 (X_{22} + X_{s2}) \quad (8.18)$$

Mit dieser Korrektur bleiben die Polstellen für alle Übertragerinduktivitäten in der vorgegebenen Lage.

Bei kleinen Übertragerinduktivitäten ($L_T \sim L_3$) wird jedoch der Durchlaßbereich merklich verzerrt.

2.) Will man die Verzerrung des Durchlaßbereiches vermeiden, dann kann bei Inkaufnahme einer gewissen Verschiebung der gebundenen oberen Polstelle die Übertragerresonanz auf die Mittenfrequenz ($f_T = f_0$) gelegt werden. Die Größe a_K (8.17) ist in diesem Fall nicht mehr konstant gleich Eins, sondern wird frequenzabhängig.

Für die Berechnung der Filterelemente wird a_K durch die Wahl einer Korrekturfrequenz f_K festgelegt. Die Korrekturfrequenz wird am vorteilhaftesten auf die freie Polstelle gelegt ($f_K = f_{1\infty}$). Für a_K ergibt sich in diesem Fall ($f_T = f_0$):

$$a_K = \frac{1 - \frac{f_0^2}{f_{1\infty}^2}}{1 - \frac{f_{2\infty}^2}{f_{1\infty}^2}} \quad (8.19)$$

Mit dieser Korrektur läßt sich erreichen, daß auch bei kleinen Übertragerinduktivitäten der Durchlaßbereich nur wenig verzerrt wird und die freie Polstelle in ihrer vorgegebenen Lage bleibt. Die gebundene obere Polstelle erfährt eine geringere Verschiebung als beim unkorrigierten Filter.

Eine exakte Korrekturmöglichkeit wäre gegeben, wenn ausgehend von Gl. (8.13) die genaue Berechnung des korrigierten Scheinwiderstandes X_2 und die anschließende Neuberechnung der Transformationsgleichungen (8.11) durchgeführt würde. Da diese Rechnung jedoch bei dem vorliegenden einfachen Filter einen unangemessenen hohen Aufwand erfordert, wird die Korrektur mit den obengenannten Methoden durchgeführt.

Formel (8.14) berechnet sich nach Kap. 3 für Filter 5a zu:

$$X_{S_2} = \frac{-\frac{1}{\omega C_1}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} = \frac{-\frac{1}{\omega C_1}}{1 - \frac{1200}{f^2}} \quad (8.20)$$

$$X_2 = -\frac{1}{\omega C_1} \quad (8.21)$$

Der Ausdruck $-\omega C_T X_2 (X_{S_2} + X_{S_2}) \cdot a_k$ in (8.16) lautet:

$$-\omega C_T X_2 (X_{S_2} + X_{S_2}) \cdot a_k = \frac{a_k C_T}{C_1} \cdot \frac{\frac{C_1 + C_2}{\omega C_1 C_2} - \frac{C_1 + C_2}{\omega^3 L_3 C_1 C_2 C_2}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.22)$$

Für die nach (8.14) korrigierte Brückenreaktanz $\bar{X}_2$ erhält man nach einigen Umformungen:

$$\bar{X}_2 = -\frac{C_1(C_2 + 2C_6) + a_k C_T(C_1 + C_6)}{\omega C_1^2 C_6} \cdot \frac{1 - \frac{C_1(C_1 + C_2 + 2C_6) + a_k C_T(C_1 + C_2)}{\omega^2 L_3 C_2 [C_1(C_1 + 2C_6) + a_k C_T(C_1 + C_6)]}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.23)$$

Die Berechnung des Filters mit den korrigierten Brückenwiderständen wird in der gleichen Weise durchgeführt wie die Rechnung, die die Beziehungen (8.9) liefert.

Die wählbare Übertragerkapazität C_T wird durch den Ansatz:

$C_T = C_A \cdot e$ (e vorgebbar) mit den Filtergrößen verknüpft.

Durch Gleichsetzen der Reaktanzen X_1 und X_{11} ((8.1) = (8.3)) bzw. $\bar{X}_2$ und X_{22} ((8.21) = (8.4)) erhält man nach einigen Umrechnungen die Bauelementebeziehungen des korrigierten Filters:

$$\begin{aligned} C_1 &= C_{11} \frac{2a_{33}}{b(b+1)} \\ C_2 &= C_1 \cdot b \\ C_T &= C_1 \cdot e \\ C_5 &= \frac{C_{11}(C_{11} + C_{33})}{C_{11} - C_{33} b} \end{aligned} \quad (8.24)$$

$$C_6 = \frac{C_{02}(C_{22} + C_{00})(a_k \cdot e + 1)(2b + a_k e(1+b))}{C_{00}(2b + a_k e(1+b)) - 2C_{22}} \quad (8.24)$$

$$L_3 = \frac{L_{33}}{2} \cdot \frac{(b+1)^2}{a_{33}^2}$$

mit

$$b = -\frac{a_k e}{2(a_k e + 2)} + \sqrt{\left(\frac{a_k e}{2(a_k e + 2)}\right)^2 + \frac{L_{22}}{L_{33}} \cdot \frac{a_{33}^2}{a_k^2} \cdot \frac{2}{a_k e + 2}} \quad (8.25)$$

wobei die Größe e vorgegeben wird.

Das Filter wurde für eine Mittenfrequenz von 462,5 KHz

mit beiden Abstimmungen $f_T = f_{2\omega_0}$ und $f_T = f_0$ berechnet.

Die Parallelkapazität C_T des Übertragers ist gleich einem

Zehntel der Filterkapazität C_A gewählt ($e = 0,1$). Die

Übertragerinduktivitäten ergeben sich hierbei mit den unten

gegebenen Filterdaten zu: $L_T = 786,4 \mu H$ (Abstimmung $f_T = f_{2\omega_0}$)

bzw. $L_T = 823,3 \mu H$ (Abstimmung $f_T = f_0$).

Die Dämpfungsverläufe des Filters mit den beiden Abstimmungen

$f_0, f_{2\omega_0}$ sind in Diagramm 67 dargestellt. Zusätzlich ist der

verlustfreie Verlauf Bild 64 der vollen Brücke eingezeichnet.

Man ersieht aus dieser Darstellung, daß bei ausreichend großen

Übertragerinduktivitäten (s.o.) auch mit der Abstimmung

$f_T = f_{2\omega_0}$ der Durchlaßbereich nur geringfügig verzerrt wird.

Da hierbei zusätzlich beide Polstellen in der vorgegebenen

Lage bleiben, wird für das vorliegende Filter diese Abstimmung

vorgenommen.

Die Daten des korrigierten Filters sind:

$$f_1 = 460 \text{ KHz} \quad f_2 = 465 \text{ KHz} \quad q_1 = -4,2 \quad q_{2\sigma} = 4$$

$$R = 2 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = 1,44 \text{ nF}$$

$$C_2 = 820 \text{ pF}$$

$$C_5 = 36,6 \text{ pF}$$

$$C_6 = 65,9 \text{ pF}$$

$$L_3 = 217 \mu H$$

$$C_T = 144 \text{ pF} \quad f_T = f_{2\omega_0} \quad e = 0,1$$

$$L_T = 786,4 \mu H$$

Der gemessene Verlauf des korrigierten Filters ist in Bild 68

dargestellt, zusätzlich ist der berechnete Verlauf mit Ver-

lusten der entsprechenden vollen Brücke ohne Übertrager eingezeichnet.

Bild 67. Filter 5a

Text: S. 113

- I : Verlustfreier Verlauf der
vollen Brücke ohne Übertrager
- II : Differentialbrücke polstellen-
korrigiert: $f_T = f_{\infty 0}$
- III : Differentialbrücke polstellen-
korrigiert: $f_T = f_0$

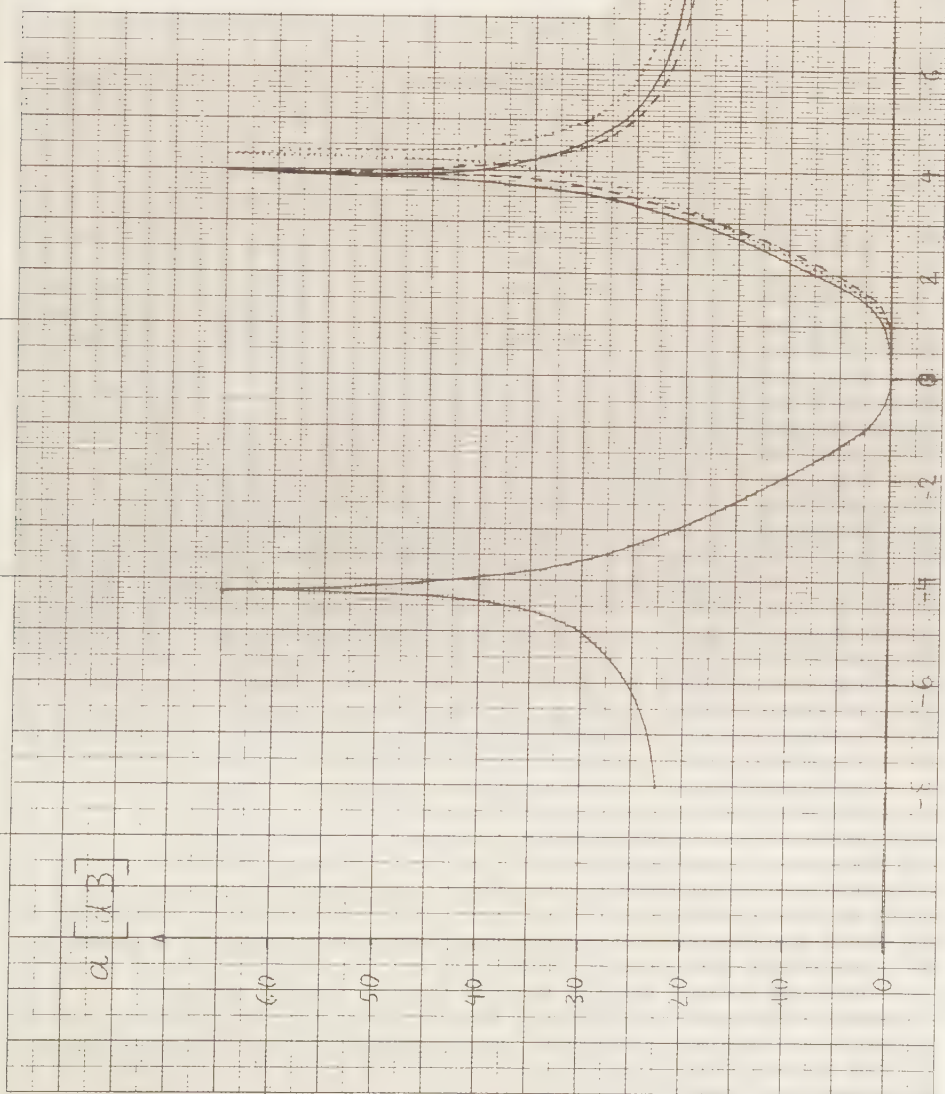


Bild 68. Filter 5a

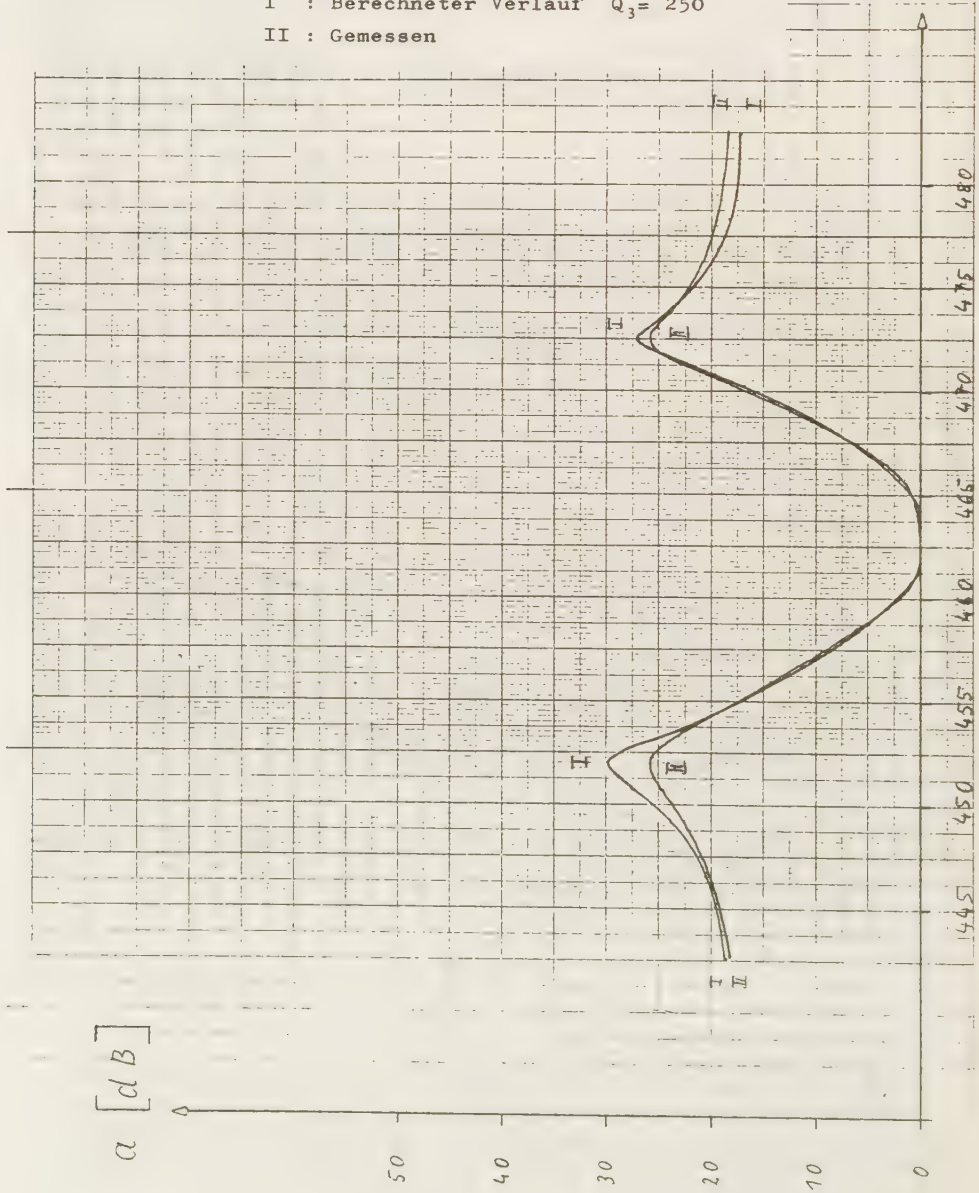
Daten: S. 113

Text: S. 113

- polstellenkorrigiert -

I : Berechneter Verlauf $Q_3 = 250$

II : Gemessen



8.1b. Filter 5b

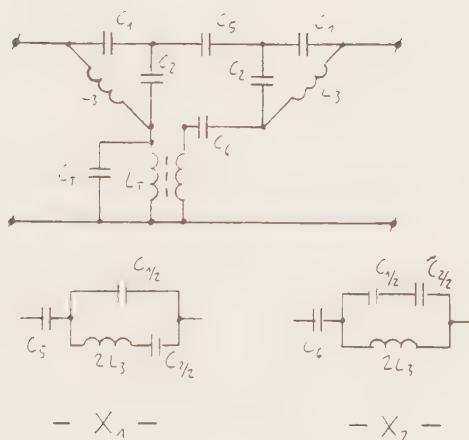


Bild 69. Filter 5b als Differentialbrücke mit resultierenden Zweigen X_1 und X_2

Die resultierenden Brückenzweige X_1 und X_2 errechnen sich nach (3.43) mit den Elementen in Bild 69 zu:

$$X_1 = - \frac{C_1 + C_5}{\omega C_1 C_5} \cdot \frac{1 - \frac{C_1 + C_2 + C_5}{\omega^2 L_3 C_2 (C_1 + C_5)}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.26)$$

$$X_2 = - \frac{C_1 C_2 + C_1 C_6 + C_2 C_6}{\omega C_1 C_2 C_6} \cdot \frac{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 (C_1 C_2 + C_1 C_6 + C_2 C_6)}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.27)$$

Das Filter ist mit den Kapazitätsverhältnissen

$$C_5, C_6 \ll C_1, C_2$$

schmalbandig herstellbar.

Von den beiden möglichen Reaktanzanordnungen soll diejenige gewählt werden, bei der die kleinen Kapazitäten C_5 und C_6 in gleicher Größenordnung liegen. Setzt man $C_6 = C_5$, dann ergibt der Vergleich der Serienresonanzen beider Brückenzweige:

$$\left(\frac{\omega_{25}^2}{\omega_{25}^2} \right)_{C_6=C_5} = 1 + \frac{2C_5(C_2^2 + 2C_1C_2 + 2C_5(C_1+C_2))}{C_2(C_1+C_2)(C_1+C_5)} \quad (8.28)$$

In diesem Fall liegt also die Serienresonanz des Brücken= zweiges X_2 unter der von X_1 . Es ergibt sich somit folgende Reaktanzanordnung:

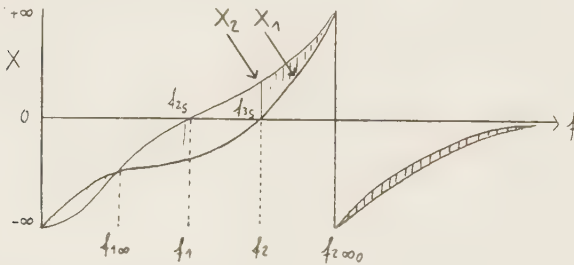


Bild 70. Reaktanzanordnung Filter 5b

Bei diesem Filter wird daher der Brückenweig X_1 aus dem Zweig X_{22} , und X_2 aus X_{11} (Bilder 69 , 63) abgeleitet. Durch Gleichsetzen von (8.26) und (8.4) bzw. (8.27) und (8.3) erhält man nach einigen Umrechnungen die Bauelementebeziehungen:

$$C_1 = C_{00} \frac{2b}{b+1} a_{22}$$

$$C_2 = C_1 \cdot b$$

$$C_5 = \frac{C_{00}(C_{22} + C_{00}) \cdot b}{C_{00}b - C_{22}}$$

$$C_6 = C_{11} a_{33}$$

(8.29)

$$L_3 = \frac{L_{22}}{2} \left(\frac{b+1}{b \cdot a_{22}} \right)^2 \quad (8.29)$$

$$b = \frac{1}{\frac{a_{22}}{a_{33}} \sqrt{\frac{L_{33}}{L_{22}} - 1}}$$

$$a_{22} = 1 + \frac{C_{00}}{C_{22}}$$

$$a_{33} = 1 + \frac{C_{11}}{C_{33}}$$

Das Filter wurde für eine Mittenfrequenz von 462,5 KHz ausgelegt. Seine Daten sind:

$$\begin{aligned} f_1 &= 460 \text{ KHz} & f_2 &= 465 \text{ KHz} & q_1 &= -4,2 & q_{20} &= 4 \\ R &= 5 \text{ K } \Omega \\ C_1 &= 848,6 \text{ pF} \\ C_2 &= 1,308 \text{ nF} \\ C_5 &= 23,2 \text{ pF} \\ C_6 &= 14,2 \text{ pF} \\ L_3 &= 220,4 \text{ } \mu\text{H} \end{aligned}$$

Der berechnete Dämpfungsverlauf des Filters als volle Brücke ohne Übertrager mit und ohne Verluste ist in Bild 64 dargestellt.

Um die Einflüsse des Übertragers in der Differentialbrücke Bild 69' erkennbar zu machen, wurde der Dämpfungsverlauf nach (3.57) für verschiedene Übertragerinduktivitäten berechnet. Die Übertragerresonanz wurde einerseits auf die Mittenfrequenz f_1 (Bild 71), andererseits auf die Parallelresonanz $f_{2\infty}$ der Erweiterungsglieder gelegt (Bild 72).

Bei diesem Filter wirken sich die Übertragereinflüsse im allgemeinen ungünstiger aus als bei Filter 5a. Liegt die Übertragerresonanz nicht auf der Mittenfrequenz, dann stellen sich auch bei großen Übertragerinduktivitäten Verzerrungen des Durchlaßbereichs ein.

Bild 71. Filter 5b

Daten: S. 118

Text: S. 118

Differentialbrücke mit Übertrager

$f_1 = f_2$

I : $L_1/L_2 = \infty$

II : $L_1/L_2 = 5$

III : $L_1/L_2 = 2,5$

IV : $L_1/L_2 = 1,25$

V : $L_1/L_2 = 0,62$

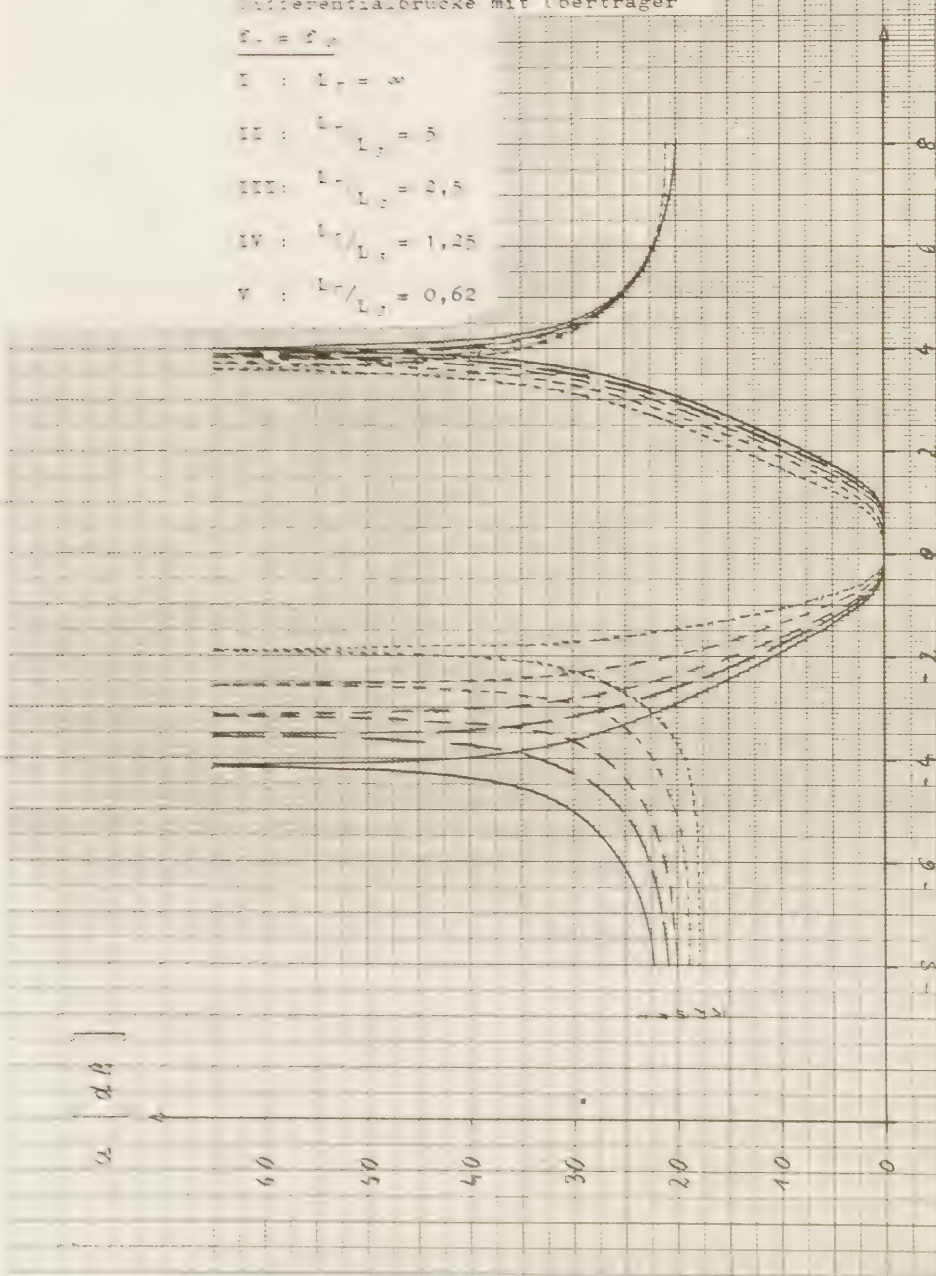


Bild 72. Filter 5b

Daten: S. 118

Text: S. 118

Differentialbrücke mit Übertrager

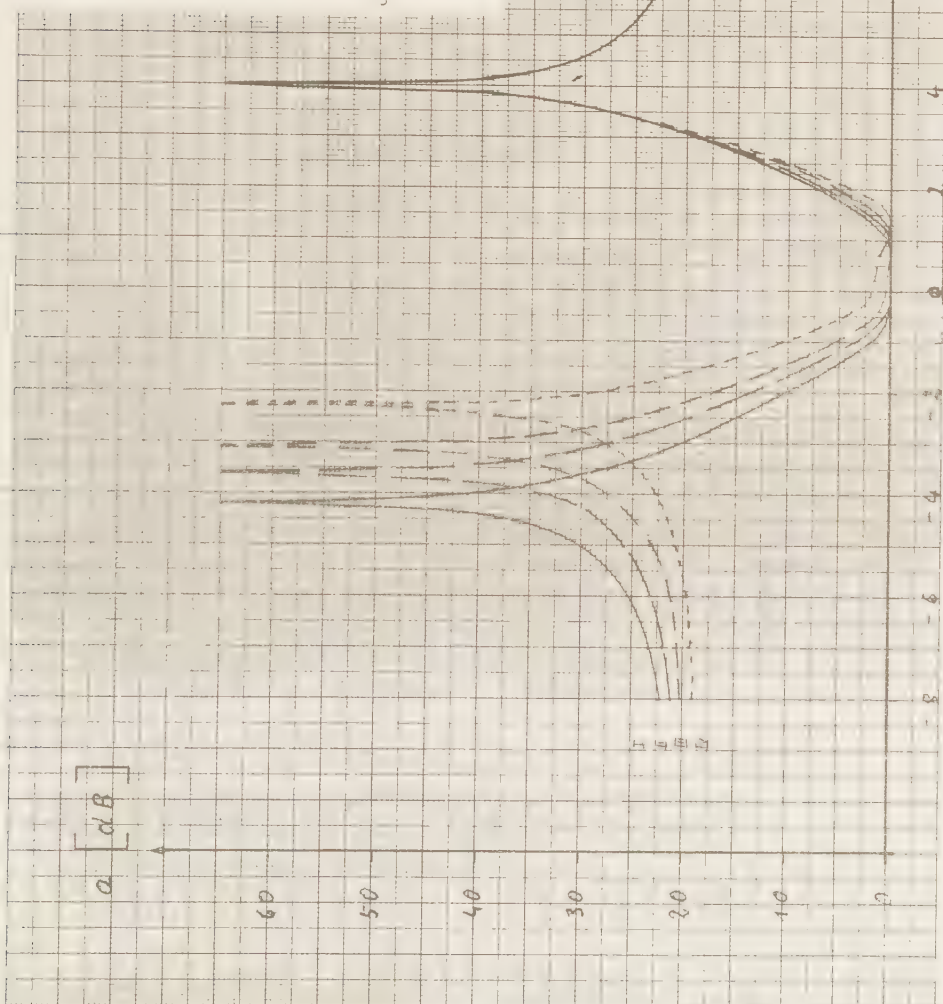
$$f_T = f_{2\infty}$$

$$\text{I : } L_T = \infty$$

$$\text{II : } L_T/L_3 = 10$$

$$\text{III : } L_T/L_3 = 5$$

$$\text{IV : } L_T/L_3 = 2,5$$



Die Polstellenkorrektur wird analog zu Filter 5a durchgeführt.

Formel (8.13) berechnet sich nach Kap. 3 für Filter 5b zu:

$$X_{S_2} = \frac{-\frac{1}{\omega C_2}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} = \frac{-\frac{1}{\omega C_2}}{1 - \frac{4,200}{f^2}} \quad (8.30)$$

$$X_2 = -\frac{1}{\omega C_2} \quad (8.31)$$

Der Ausdruck $-\omega C_T X_2 (X_{S_2} + X_{S_1}) \cdot a_k$ in (8.16) lautet:

$$-\omega C_T X_2 (X_{S_2} + X_{S_1}) a_k = \frac{a_k C_T}{C_2} \cdot \frac{\frac{C_2 + C_6}{\omega C_2 C_6} - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2 C_6}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.32)$$

Für die nach (8.16) korrigierte Brückenreaktanz $\bar{X}_2$ erhält man nach einigen Umformungen:

$$\bar{X}_2 = \frac{(C_2 + 2C_6(C_1 + C_2))C_2 + a_k C_T C_1 (C_2 + C_6)}{\omega C_1 C_2^2 C_6} \cdot \frac{1 - \frac{(C_1 + C_2)(C_2 + a_k C_T)}{\omega^2 L_3 [(C_1 C_2 + 2C_6(C_1 + C_2))C_2 + a_k C_T C_1 (C_2 + C_6)]}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.33)$$

Die Berechnung des Filters mit den korrigierten Brückenwiderständen wird wieder in der gleichen Weise wie die Rechnung, die die Beziehungen (8.29) liefert, durchgeführt. Die wählbare Übertragerkapazität C_T wird wieder durch den Ansatz $C_T = C_A \cdot e$

(e vorgebar) mit den Filtergrößen verknüpft.

Durch Gleichsetzen der Reaktanzen X_{A1} und X_{22} ((8.26)=(8.4))

bzw. $\bar{X}_2$ und X_{11} ((8.33)=(8.3)) erhält man nach einigen Umrechnungen die Bauelementebeziehungen des korrigierten Filters:

$$C_1 = C_{00} \frac{2b}{b+1} \cdot a_{22}$$

$$C_2 = C_1 \cdot b$$

$$C_T = C_1 \cdot e$$

(8.34)

$$C_5 = \frac{C_{00} (C_{22} + C_{00}) b}{C_{00} b - C_{22}} \quad (8.34)$$

$$C_6 = (C_{33} + C_{44}) \frac{b + a_k e}{b}$$

$$L_3 = \frac{L_{22}}{L} \left(\frac{e+1}{b} \right)^2 \frac{1}{a_{22}^2}$$

Die Berechnung des Kapazitätsverhältnisses b aus den Elementen des Ausgangsfilters und dem wählbaren Parameter e führt auf eine Gleichung dritten Grades in b :

$$2b^3 - \frac{L_{22} a_{33}^2}{L_{33} a_{22}^2} (b+1)(2b^2 + 2b + a_k \cdot e) = 0 \quad (8.35)$$

Gleichung (8.35) hat für alle Werte $e < 1$ nur eine positive reelle Lösung, so daß sie mit dem Programm für die Berechnung der Filterelemente auf einfache Weise numerisch gelöst werden kann.

Bei diesem Filter liefert die Abstimmung $f_T = f_0$ die günstigeren Ergebnisse. Sie erlaubt die Herstellung von Filtern mit einem Kapazitätsverhältnis $0 \leq e \leq 0,2$ ohne feststellbare Veränderung der Polstellen und des Durchlaßbereiches durch die Übertragereinflüsse.

Die Daten des korrigierten Filters sind:

$$\begin{aligned} f_1 &= 460 \text{ KHz} & f_2 &= 465 \text{ KHz} & q_1 &= -4,2 & q_{2\sigma} &= 4 \\ R &= 5 \text{ K}\Omega \\ C_1 &= 858,8 \text{ pF} \\ C_2 &= 1,365 \text{ nF} \\ C_5 &= 23,2 \text{ pF} \\ C_6 &= 15,9 \text{ pF} \\ L_3 &= 215,2 \mu\text{H} \\ C_T &= 171,8 \text{ pF} & f_T &= f_0 & e &= 0,2 \\ L_T &= 660 \mu\text{H} \end{aligned}$$

Der gemessene Verlauf des korrigierten Filters ist in Bild 73 dargestellt, zusätzlich wurde der berechnete Verlauf mit Verlusten der vollen Brücke ohne Übertrager eingezeichnet (Spulengüte $Q_3 = 250$).

Bild 73. Filter 5b

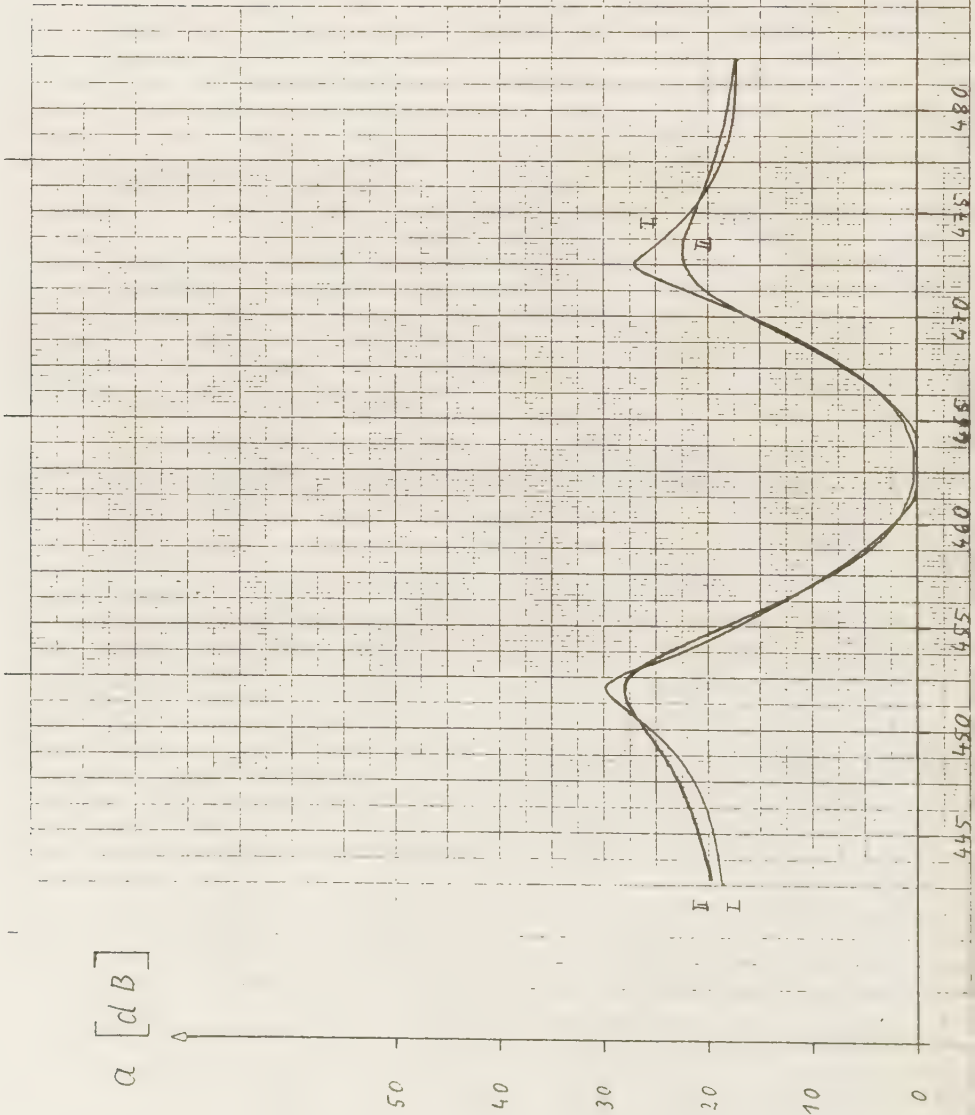
Daten: S. 122

Text: S. 122

- polstellenkorrigiert -

I : Berechneter Verlauf $Q_3 = 250$

II : Gemessen



8.1c. Filter 5c

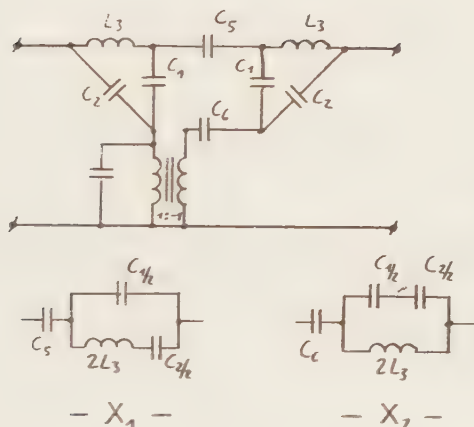


Bild 74. Filter 5c als Differentialbrücke mit resultierenden Zweigen X_1 und X_2

Die resultierenden Brückenzweige X_1 und X_2 errechnen sich nach (3.43) mit den Elementen in Bild 75 zu:

$$X_1 = - \frac{C_1 C_2 + C_1 C_5 + C_2 C_5}{\omega C_1 C_2 C_5} \cdot \frac{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 (C_1 C_2 + C_1 C_5 + C_2 C_5)}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.36)$$

$$X_2 = - \frac{C_2 + C_6}{\omega C_2 C_6} \cdot \frac{1 - \frac{C_1 + C_2 + C_6}{\omega^2 L_3 C_1 (C_2 + C_6)}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.37)$$

Das Filter läßt sich mit den Kapazitätsverhältnissen

$$C_5, C_6 \ll C_1, C_2$$

schmalbandig herstellen.

Von den beiden möglichen Reaktanzanordnungen soll diejenige gewählt werden, bei der die kleinen Kapazitäten C_5 und C_6

in gleicher Größenordnung liegen. Setzt man $C_6 = C_5$, dann ergibt der Vergleich der Serienresonanzen beider Brückenzeige:

$$\left(\frac{\omega_{25}^2}{\omega_{35}^2} \right)_{C_6=C_5} = 1 + \frac{2C_5(C_2^2 + 2C_1C_2 + 2C_5(C_1+C_2))}{C_1(C_1+C_2)(C_2+C_5)} \quad (8.38)$$

In diesem Fall liegt die Serienresonanz des Brückenzeiges X_2 über der von X_1 . Es wird daher die Reaktanzanordnung Bild 62 gewählt.

Durch Gleichsetzen der Reaktanzen X_1 und X_{11} ((8.36)=(8.3)) bzw. X_2 und X_{22} ((8.37)=(8.4)) erhält man nach einigen Umrechnungen:

$$\begin{aligned} C_1 &= C_{11} \frac{2(b+1)a_{33}}{b} \\ C_2 &= C_1 \cdot b \\ C_5 &= C_{11} + C_{33} \\ C_6 &= \frac{C_{00}(C_{22}+C_{00})}{C_{00}-bC_{22}} \\ L_3 &= \frac{L_{33}}{2} \frac{1}{a_{33}^2} \\ b &= \frac{a_{22}}{a_{33}} \sqrt{\frac{L_{33}}{L_{22}}} - 1 \\ a_{22} &= 1 + \frac{C_{00}}{C_{22}} \\ a_{33} &= 1 + \frac{C_{11}}{C_{33}} \end{aligned} \quad (8.39)$$

Das Filter wurde für eine Mittenfrequenz von 462,5 kHz ausgelegt.

Seine Daten sind:

$$\begin{aligned}
 f_1 &= 460 \text{ KHz} & f_2 &= 465 \text{ KHz} & q_1 &= -4,2 & q_{20} &= 4 \\
 R &= 5 \text{ K } \Omega \\
 C_1 &= 1,308 \text{ nF} \\
 C_2 &= 848,6 \text{ pF} \\
 C_5 &= 14,2 \text{ pF} \\
 C_6 &= 23,2 \text{ pF} \\
 L_3 &= 220,4 \text{ } \mu\text{H}
 \end{aligned}$$

Der berechnete Dämpfungsverlauf des Filters als volle Brücke ohne Übertrager mit und ohne Verluste (Spulengüte $Q_3 = 250$) ist in Bild 75 dargestellt.

Um die Einflüsse des Übertragers in der Differentialbrücke Bild 74 erkennbar zu machen, wurde der Dämpfungsverlauf nach (3.57) für verschiedene Übertragerinduktivitäten berechnet. Die Übertragerresonanz wurde einerseits auf die Mittenfrequenz f_0 (Bild 75), andererseits auf die Parallelresonanz f_{ω_0} der Erweiterungsglieder gelegt.

Der Vergleich der Bilder 65, 71 und 75 zeigt, daß im Fall $f_r = f_0$ der Dämpfungsverlauf von Filter 5c insgesamt den geringsten Veränderungen unterliegt, diese Schaltung also die günstigste ist.

Der Fall $f_r = f_{\omega_0}$ liefert allgemein schlechtere Ergebnisse, lediglich bei Filter 5a halten sich die Veränderungen des Dämpfungsverlaufs mit nicht zu kleinen Übertragerinduktivitäten in tragbaren Grenzen (s. Bilder 66, 72, 76).

Bild 75. Filter 5c

Daten: S. 126

Text: S. 126

Differentialbrücke mit Übertrager

$$f_T = f_0$$

$$\text{I : } L_T = \infty$$

$$\text{II : } L_T/L_3 = 5$$

$$\text{III : } L_T/L_3 = 2,5$$

$$\text{IV : } L_T/L_3 = 1,25$$

$$\text{V : } L_T/L_3 = 0,62$$

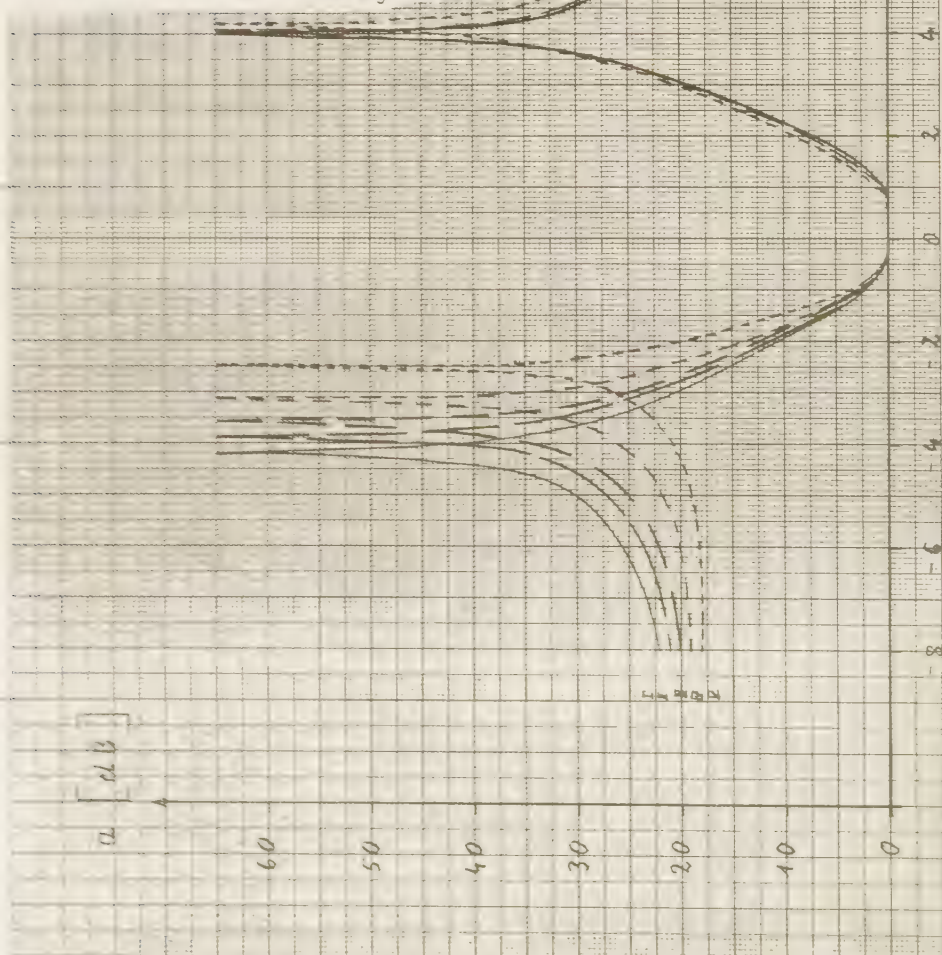


Bild 70. Filter 5c

Daten: S. 126

Text: S. 126

Differentialbrücke mit Übertrager

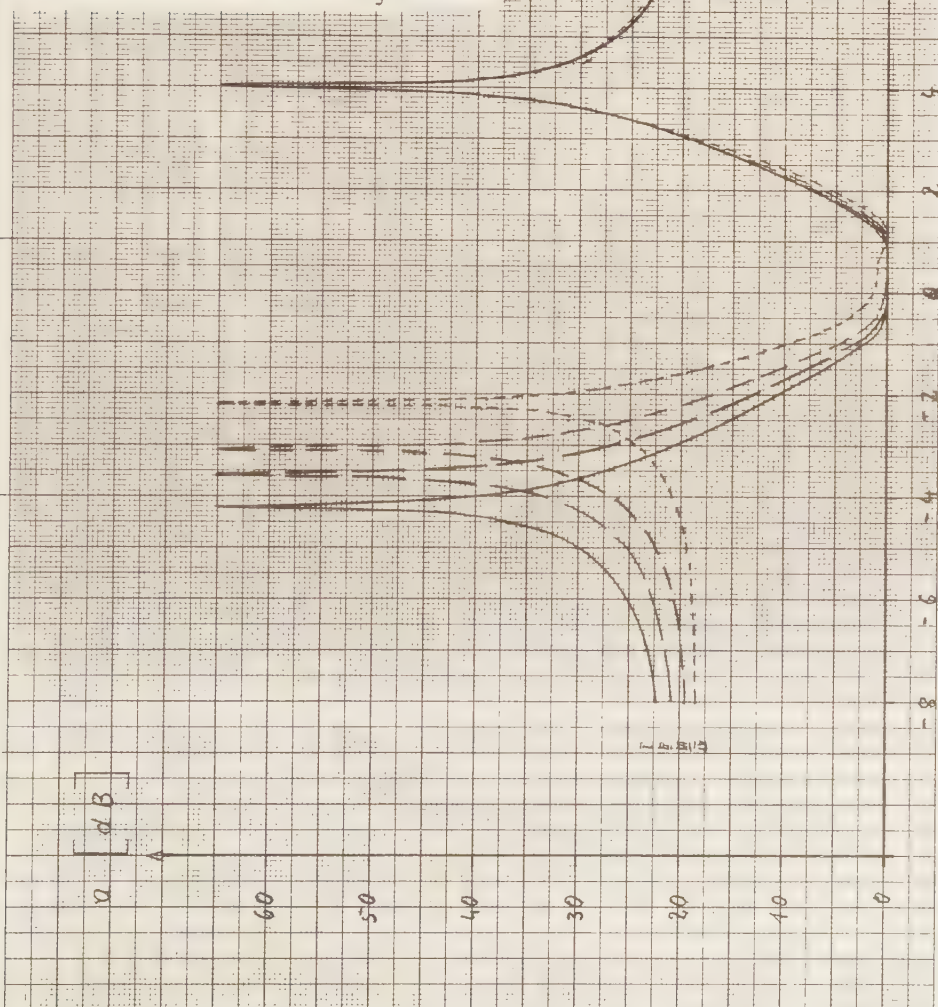
$$f_T = f_{200}$$

$$\text{I : } L_T = \infty$$

$$\text{II : } L_T/L_3 = 5$$

$$\text{III : } L_T/L_3 = 2,5$$

$$\text{IV : } L_T/L_3 = 1,25$$



Die Polstellenkorrektur wird wie bei Filter 5a durchgeführt. Formel (8.14) berechnet sich nach Kap. 3 für Filter 5c zu:

$$X_{s_2} = \frac{1}{\omega^3 L_3 C_1 C_2} = \frac{1}{\omega^3 L_3 C_1 C_2} \quad (8.40)$$

$$X_{s_2} = \frac{1}{\omega^3 L_3 C_1 C_2} \quad (8.41)$$

Der Ausdruck $-\omega C_T X_2 (X_{s_2} + X_{c_2}) \cdot a_k$ in (8.16) lautet:

$$-\omega C_T X_2 (X_{s_2} + X_{c_2}) \cdot a_k = \frac{a_k C_T}{\omega^3 L_3 C_1 C_2 C_6} = \frac{(C_1 + C_2 + C_6) a_k C_T}{\omega^5 L_3^2 C_1^2 C_2^2 C_6} \quad (8.42)$$

Für die nach (8.16) korrigierte Brückenreaktanz $\bar{X}_2$ erhält man nach einigen Umformungen:

$$\bar{X}_2 = -\frac{1}{\omega L_3 C_6} \cdot \frac{1 - \frac{(C_1 + C_2 + 2C_6 + a_k C_T)}{\omega^2 L_3^2 C_1 (C_2 + 2C_6)} + \frac{(C_1 + C_2 + C_6) a_k C_T}{\omega^4 L_3^2 C_1^2 C_2 (C_2 + 2C_6)}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.43)$$

Durch den Zusatzterm (8.42) hat die Reaktanz $\bar{X}_2$ somit eine zweite Serienresonanz bekommen:

$$\bar{X}_2 = \frac{C_2 + 2C_6}{\omega L_3 C_6} \cdot \frac{\left(1 - \frac{\omega_{s_2}^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_{s_5}^2}{\omega^2}\right)}{1 - \frac{\omega_{s_2}^2}{\omega^2}} \quad (8.44)$$

Nach Ausmultiplizieren des Zählers von (8.44) und Koeffizientenvergleich mit dem Zähler von (8.43) ergibt sich für die beiden Serienresonanzen ω_{s_5} und ω_{s_2} :

$$\omega_{s_5}^2 = \frac{e_1}{2} + \sqrt{\frac{e_1^2}{4} - e_2} \quad (8.45)$$

$$\omega_{s_2}^2 = \frac{e_1}{2} - \sqrt{\frac{e_1^2}{4} - e_2} \quad (8.46)$$

mit

$$e_1 = \frac{C_1 + C_2 + 2C_6 + a_u C_T}{L_3 C_1 (C_2 + 2C_6)} \quad (8.47)$$

$$e_2 = \frac{(C_1 + C_2 + C_6) a_u C_T}{L_1^2 C_1^2 C_2 (C_2 + 2C_6)} \quad (8.48)$$

Die neu hinzugekommene tieferfrequente Serienresonanz ist als Filterresonanz nicht brauchbar. Sie muß daher weit unterhalb des Durchlaßbereiches liegen.

Der Ausdruck $\left(1 - \frac{\omega_{0s}^2}{\omega^2}\right)$ in (8.44) kann mit der Bedingung $\omega_{0s} \ll \omega_{23}$ als näherungsweise konstanter Faktor bei der Bauelementeberechnung angesehen werden.

Gleichung (8.44) nimmt damit folgende Form an:

$$\bar{X}_2 = - \frac{C_2 + 2C_6}{\omega C_2 C_6} \cdot \frac{\left(1 - \frac{\omega_{0s}^2}{\omega^2}\right) \cdot e_4}{1 - \frac{\omega_{2p}^2}{\omega^2}} \quad (8.49)$$

mit

$$e_4 = 1 - \frac{\omega_{0s}^2}{4\pi^2 f_k^2} \quad (8.50)$$

Für die weitere Rechnung wird (8.45) geringfügig umgeformt:

$$\omega_{23}^2 = e_1 \cdot e_3 \quad (8.51)$$

mit

$$e_3 = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{e_2}{e_1}} \quad (8.52)$$

Gl.(8.49) wird mit (8.47) und (8.51):

$$\bar{X}_2 = - \frac{C_2 + 2C_6}{\omega C_2 C_6} \cdot \frac{\left(1 - \frac{(C_1 + C_2 + 2C_6 + a_u C_T) e_3}{L_3 C_1 (C_2 + 2C_6)}\right) e_4}{1 - \frac{\omega_{2p}^2}{\omega^2}} \quad (8.53)$$

Die Berechnung der Elemente des korrigierten Filters erfolgt wieder durch Gleichsetzen der Reaktanzen X und X_{11} ((8.36) = (8.3)), bzw. $\bar{X}_2$ und X_{22} ((8.53) = (8.4)). Die wählbare Übertragerkapazität C_T wird wieder durch den Ansatz

$$C_T = C_1 \cdot e \quad (e \text{ vorgebar})$$

mit den Filtergrößen verknüpft.

Als Ergebnis erhält man die Bauelementebeziehungen des korrigierten Filters:

$$\begin{aligned}
 C_1 &= 2 C_{11} a_{33} \frac{b+1}{b} \\
 C_2 &= C_1 \cdot b \\
 C_7 &= C_1 \cdot e \\
 C_5 &= C_{11} + C_{33} \\
 C_6 &= \frac{C_{00} (C_{00} + C_{22}) e_3 e_4 e_5}{C_{00} (1+b - e_3 b) - C_{22} e_3 b} \\
 L_3 &= L_{33} \frac{1}{2 a_{33}^2}
 \end{aligned} \tag{8.54}$$

mit

$$b = -\frac{e_6}{2} + \sqrt{\frac{e_6^2}{4} - e_7} \tag{8.55}$$

wobei $e_1 = (8.47)$, $e_2 = (8.48)$, $e_3 = (8.52)$, $e_4 = (8.50)$,

$$e_5 = e_3 (1 + a_k e) \tag{8.56}$$

$$e_6 = \frac{(e_3 + e_5) C_{22} a_{22} - 2 C_{00}}{e_3 C_{22} a_{22} - C_{00}} \tag{8.57}$$

$$e_7 = \frac{L_{22} a_{33}^2 (e_5 C_{22} a_{22} - C_{00}) - L_{33} e_4 e_5 C_{22} a_{22}^2}{L_{22} a_{33}^2 (e_3 C_{22} a_{22} - C_{00})} \tag{8.58}$$

Vor der Berechnung der Filterelemente wird die Größe e vorgegeben.

Wie aus den umfangreichen Formeln (8.54) bis (8.58) ersichtlich ist, kann die Berechnung der Filterelemente nicht direkt, sondern nur mit einem Näherungsverfahren erfolgen. In nullter Näherung werden die Größen e_3 , e_4 und e_5 gleich 1 gesetzt (entsprechend $C_T = 0$, $L_T = \infty$). Mit diesen Anfangswerten werden Formel (8.55) und alle Filterelemente berechnet. Anschließend werden mit den erhaltenen Elementen die Größen e_1 bis e_7 berechnet, und

mit diesen in erster Näherung die Größe b und alle Filterelemente berechnet. Das Verfahren wird bis zum Erreichen einer Genauigkeitsgrenze wiederholt. Die numerische Durchführung der Näherung zeigt, daß diese für vorgegebene Übertragerkapazitäten $C_T \leq 0,1 C_1$ schnell konvergiert. Auch bei diesem Filter liefert die Abstimmung $f_T = f_0$ die günstigeren Ergebnisse. Sie erlaubt die Herstellung von Filtern ohne feststellbare Veränderung von Polstellen und Durchlaßbereich durch die Übertragereinflüsse.

Die Daten des korrigierten Filters sind:

$$\begin{aligned}
 f_1 &= 460 \text{ KHz} & f_2 &= 465 \text{ KHz} & q_1 &= -4,2 & q_{20} &= 4 \\
 R &= 5 \text{ K}\Omega \\
 C_1 &= 1,3 \text{ nF} \\
 C_2 &= 851,6 \text{ pF} \\
 C_5 &= 14,2 \text{ pF} \\
 C_6 &= 22,4 \text{ pF} \\
 L_3 &= 220,4 \mu\text{H} \\
 C_T &= 130 \text{ pF} & f_T &= f_0 & e &= 0,1 \\
 L_T &= 910,5 \mu\text{H}
 \end{aligned}$$

Der gemessene Dämpfungsverlauf des korrigierten Filters ist in Bild 77 dargestellt, zusätzlich wurde der berechnete Verlauf der vollen Brücke ohne Übertrager mit Verlusten (Spulengüte $Q_3 = 250$) eingezeichnet.

Bild 77. Filter 5c

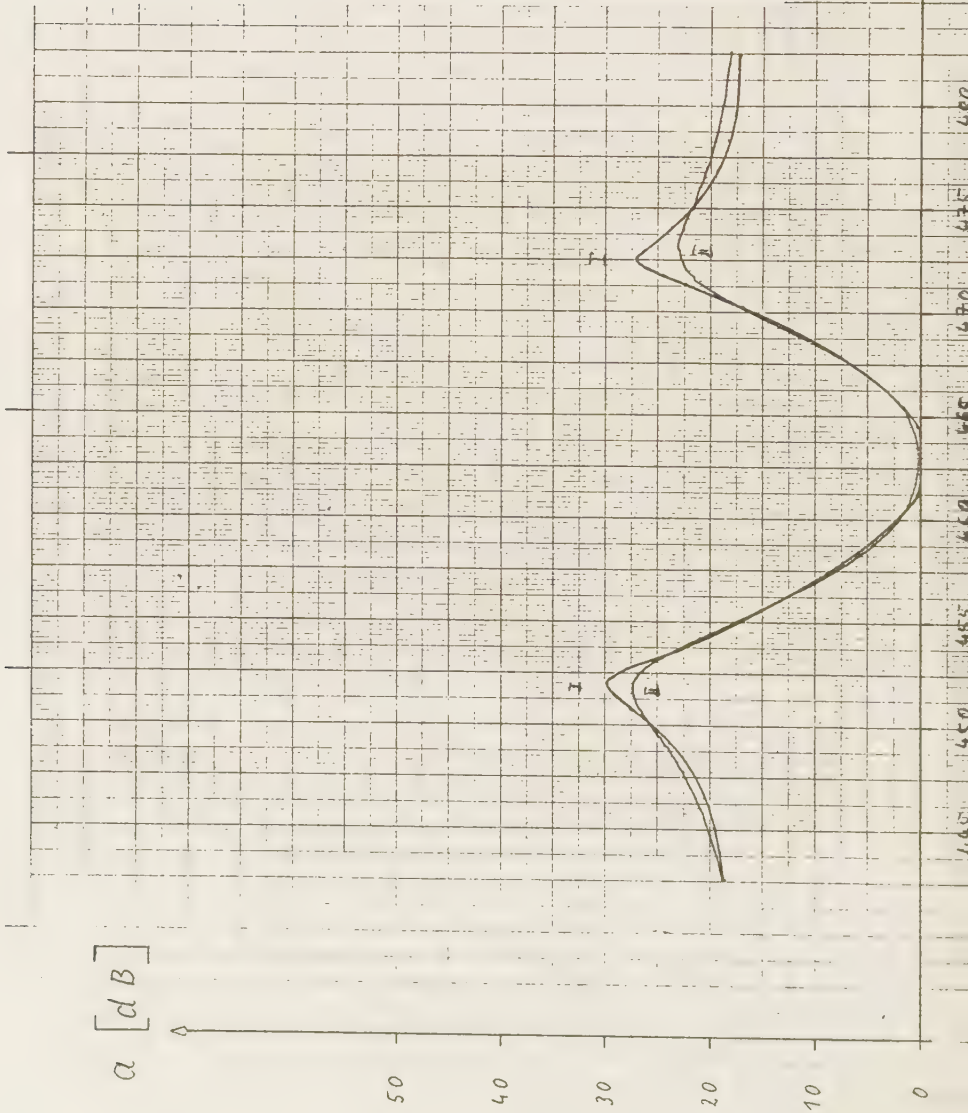
Daten: S. 132

Text: S. 132

- polstellenkorrigiert -

I : Berechneter Verlauf $Q_3 = 250$

II : Gemessen



8. 2. Filter 6c

Verwendet man als Brückenelemente Reihenparallelkreise, dann läßt sich ein erweitertes Filter herstellen, dessen Brückenarme je zwei Serien- und Parallelresonanzen aufweisen. Als Erweiterungsglieder werden die Schaltungen E4 eingesetzt. Durch stufenweises Weglassen von Bauelementen werden daraus Filter mit den Erweiterungsgliedern E3 und E1 abgeleitet. Alle drei Möglichkeiten (a, b, c) wurden durchgerechnet. Dabei zeigte sich, daß Filter 6a in den meisten Fällen ungünstigere Werte seiner Bauelemente aufweist, als die Filter 6b und c. Weiterhin zeigte sich, daß in Differentialbrückenschaltung Filter 6c unempfindlicher gegen die Übertragereinflüsse ist als Filter 6b. Es wird daher nur Filter 6c behandelt.

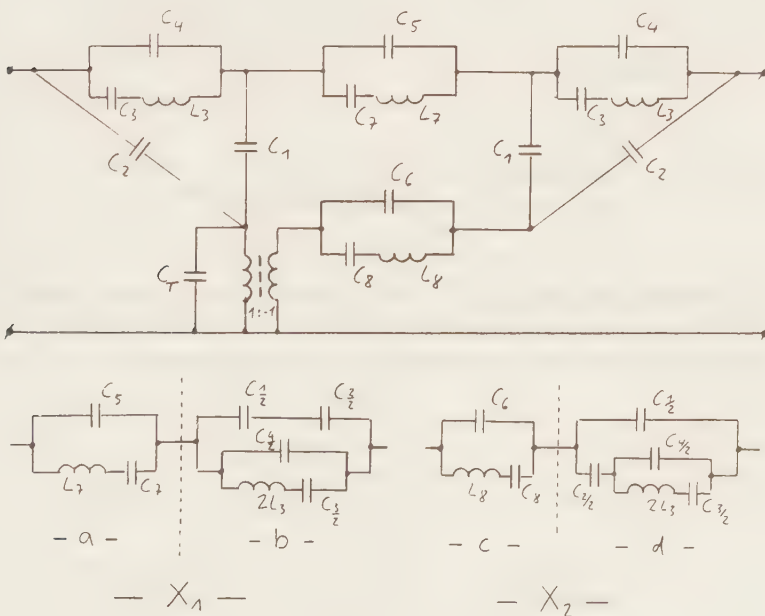


Bild 78. Filter 6c als Differentialbrücke mit resultierenden Scheinwiderständen nach (3.43)

Da die Brückenwiderstände des Filters sich aus serien-
geschalteten Teilwiderständen zusammensetzen, ist es
angebracht, diese aus einem Ausgangsfilter abzuleiten,
dessen Brückenglieder ebenfalls aus serien-
geschalteten Teilwiderständen bestehen.

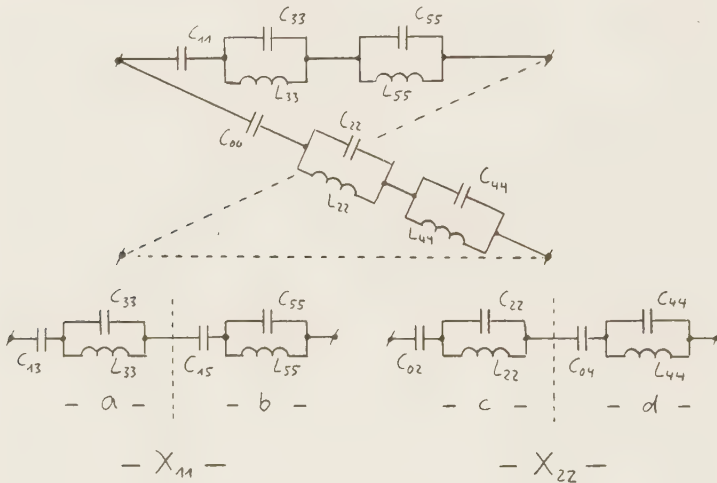


Bild 79. Ausgangsfilter für Filter 6c
ohne doppelt auftretende Elemente

Damit eine Möglichkeit zur Äquivalenztransformation auf
Quarze oder Quarzersatzschaltungen gegeben ist, werden
in Bild 79 die Serienkapazitäten C_{11} bzw. C_{00} aufgeteilt:

$$C_{11} = \frac{C_{13} C_{15}}{C_{13} + C_{15}} \quad (8.59)$$

$$C_{00} = \frac{C_{02} C_{04}}{C_{02} + C_{04}} \quad (8.60)$$

Die beiden Reaktanzen X_{11} und X_{22} (Bild 79) lauten in
Resonanzfrequenzen:

$$X_{11} = - \frac{1}{\omega C_{v1}} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_{3s}^2)(\omega^2 - \omega_{5s}^2)}{(\omega^2 - \omega_{sp}^2)(\omega^2 - \omega_{sp}^2)} \quad (8.61)$$

$$X_{22} = - \frac{1}{\omega C_{V_2}} \cdot \frac{(f^2 - f_{2s}^2)(f^2 - f_{4s}^2)}{(f^2 - f_{2p}^2)(f^2 - f_{4p}^2)} \quad (8.62)$$

Nach den in Kap. 3 und 6 getroffenen Feststellungen besitzen die Brückenzeige von Filter 6 eine gemeinsame Parallelresonanz. Diese muß oberhalb des Durchlaßbereiches liegen, so daß sie eine gebundene obere Polstelle im Dämpfungsverlauf des Filters bildet. Von den möglichen Reaktanzanordnungen wird diejenige gewählt, bei der außer der gemeinsamen Parallelresonanz keine weiteren gleichartigen Resonanzen zusammenfallen. Das Filter besitzt somit einen einseitig geebneten Wellenwiderstand.

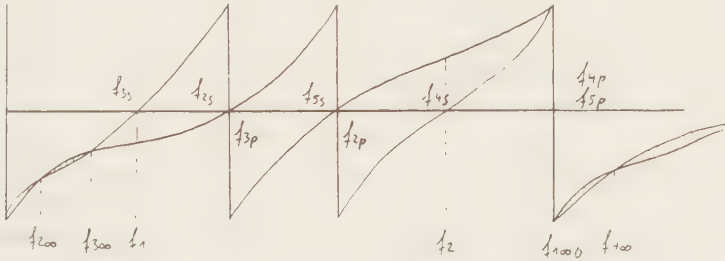


Bild 80. Reaktanzanordnung Filter 6c

Berechnet man die Elemente des Filters Bild 79 mit der Reaktanzanordnung Bild 80 nach dem in Kap. 7.1 gegebenen Schema, dann ergibt sich:

$$X_{11} = - \frac{1}{\omega C_{V_1}} \cdot \frac{(f^2 - f_{1s}^2)(f^2 - f_{5s}^2)}{(f^2 - f_{2s}^2)(f^2 - f_{100s}^2)} \quad (8.63)$$

$$X_{22} = - \frac{1}{\omega C_{V_2}} \cdot \frac{(f^2 - f_{2s}^2)(f^2 - f_{4s}^2)}{(f^2 - f_{5s}^2)(f^2 - f_{100s}^2)} \quad (8.64)$$

$$C_{V_1} = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \frac{1}{q_{1s}} \cdot \frac{f_1 f_{5s}^2}{f_2 f_{2s}^2} \cdot \frac{1}{k} \quad (8.65)$$

$$C_{V_2} = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \frac{1}{q_{1s}} \cdot \frac{f_2 f_{2s}^2}{f_1 f_{5s}^2} \cdot k \quad (8.66)$$

$$f_{25}^2 = \frac{f_1^2 f_2^2 (1+B)}{f_1^2 + f_2^2 B} \quad (8.67)$$

$$f_{55}^2 = \frac{f_1^2 f_2^2 (A+C)}{f_1^2 A + f_2^2 B} \quad (8.68)$$

$$k = \frac{C_{V_2}}{C_{V_1}} \cdot \frac{f_1 f_{55}^2}{f_2 f_{25}^2} = \frac{A+C}{1+B} \quad (8.69)$$

Mit dem Fosterschen Theorem erhält man für die Filterelemente:

$$C_{00} = C_{V_2} \cdot \frac{f_{55}^2 f_{100}^2}{f_{25}^2 f_2^2} \quad (8.70)$$

$$C_{22} = C_{V_2} \cdot \frac{f_{55}^2 (f_{100}^2 - f_{55}^2)}{(f_{55}^2 - f_{25}^2)(f_2^2 - f_{55}^2)} \quad (8.71)$$

$$C_{44} = C_{V_2} \cdot \frac{f_{100}^2 (f_{100}^2 - f_{55}^2)}{(f_{100}^2 - f_{25}^2)(f_{100}^2 - f_2^2)} \quad (8.72)$$

$$C_{11} = C_{V_1} \cdot \frac{f_{25}^2 f_{100}^2}{f_1^2 f_{55}^2} \quad (8.73)$$

$$C_{33} = C_{V_1} \cdot \frac{f_{25}^2 (f_{100}^2 - f_{25}^2)}{(f_{25}^2 - f_1^2)(f_{55}^2 - f_{25}^2)} \quad (8.74)$$

$$C_{55} = C_{V_1} \cdot \frac{f_{100}^2 (f_{100}^2 - f_{25}^2)}{(f_{100}^2 - f_1^2)(f_{100}^2 - f_{55}^2)} \quad (8.75)$$

$$L_{22} = \frac{1}{4\pi^2 f_{55}^2 C_{22}} \quad (8.76)$$

$$L_{44} = \frac{1}{4\pi^2 f_{100}^2 C_{44}} \quad (8.77)$$

$$L_{33} = \frac{1}{4\pi^2 f_{25}^2 C_{33}} \quad (8.78)$$

$$L_{55} = \frac{1}{4\pi^2 f_{100}^2 C_{55}} \quad (8.79)$$

Der Brückenweig X_1 (Bild 78) weist gegenüber dem Scheinwiderstand X_{11} (Bild 79) drei Freiheitsgrade in seinen Bauelementen auf. Der Brückenweig X_2 (Bild 78) besitzt ebenfalls drei Freiheitsgrade. Es sind also insgesamt sechs Freiheitsgrade vorhanden. Hinzu kommt die Bedingung, daß je eine Parallelresonanz der Reaktanzen X_{11} und X_{22} zusammengelegt werden müssen.

Beide Brückenweige X_1 und X_2 enthalten u.a. die fünf gleichen Elemente C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , L_3 . Die Gleichheitsbedingungen von vier Elementen (C_1 , C_2 , C_4 , L_3) nehmen vier der sechs vorhandenen Freiheitsgrade in Anspruch. Die Gleichheitsbedingung des fünften Elementes (C_3) wird durch das Zusammenlegen der oberen Parallelresonanzen der Reaktanzen X_{11} und X_{22} befriedigt.

Das gesamte Filter besitzt somit noch zwei Freiheitsgrade in seiner Bauelementedimensionierung. Diese werden vor der Berechnung der Filterelemente als Parallelkapazität C_4 und Bauelementebeziehung e_2 vorgegeben.

Da die Reaktanzen X_1 , X_{11} , X_2 , X_{22} sich aus seriengeschalteten Teilwiderständen zusammensetzen, sind neben einer Gesamttransformation der Reaktanzen auch partielle Äquivalenztransformationen der Teilwiderstände möglich.

Durch die Aufteilung der Serienkapazität C_{11} des kanonischen Brückenweiges X_{11} (Bild 79) in die beiden Teilkapazitäten C_{13} und C_{15} erhält die Reaktanz X_1 (Bild 78) bei der Äquivalenztransformation $X_1 = X_{11}$ einen Freiheitsgrad.

$$\text{Es wird gesetzt: } C_{15} = C_{11} \cdot e_1 \quad (8.80)$$

Für die Kapazität C_{13} ergibt sich mit (8.59):

$$C_{13} = C_{11} \cdot \frac{e_1}{e_1 - 1} \quad (8.81)$$

Durch Gleichsetzen der Schaltungsteile Bild 78a und Bild 79a erhält man:

$$\frac{C_{13} + C_{33}}{\omega C_{13} C_{33}} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_{33} (C_{13} + C_{33})}}{1 - \frac{1}{\omega^2 L_{33} C_{33}}} = \frac{1}{\omega C_5} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_7 C_7}}{1 - \frac{C_5 + C_7}{\omega^2 L_7 C_5 C_7}} \quad (8.82)$$

Nach Koeffizientenvergleich in (8.82) ergeben sich mit (8.80) und (8.81) nach einigen Umrechnungen die Bauelementebeziehungen:

$$C_5 = C_{33} \cdot \frac{1}{d_{33}} \quad (8.83)$$

$$C_7 = C_{11} \cdot \frac{e_1}{e_1 - 1} \cdot \frac{1}{d_{33}} \quad (8.84)$$

$$L_1 = L_{33} \cdot d_{33}^2 \quad (8.85)$$

wobei der Transformationsfaktor d_{33} in Anlehnung an [17] definiert ist:

$$d_{33} = 1 + \frac{C_{33}}{C_{13}} = 1 + \frac{e - 1}{e_1} \cdot \frac{C_{33}}{C_{11}} \quad (8.86)$$

Durch Gleichsetzen der Schaltungsteile Bild 78b und Bild 79b erhält man:

$$\frac{C_{15} + C_{55}}{\omega C_{15} C_{55}} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_{55} (C_{15} + C_{55})}}{1 - \frac{1}{\omega^2 L_{55} C_{55}}} = \frac{2}{\omega C_1} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_3}}{1 - \frac{C_1 + C_3}{\omega^2 L_3 C_1 C_3}} \quad (8.87)$$

mit

$$C' = \frac{1}{2} \left(C_4 + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \quad (8.88)$$

Der von den Erweiterungsgliedern gebildete Scheinwiderstand (Bild 78b) besitzt gegenüber seinem Transformationsäquivalent zwei Kapazitäten mehr, d.h. er weist diesem gegenüber zwei Freiheitsgrade auf.

ie werden mit den Ansätzen erfasst:

$$C_2 = C_1 \cdot b \quad (8.89)$$

$$C_4 = C_1 \cdot e_4 \quad (8.90)$$

Nach Koeffizientenvergleich in (8.87) gewinnt man mit den Ansätzen (8.89) und (8.90) die Bauelementebeziehungen:

$$C_1 = C_{55} \frac{2(b+1)}{b+e_4(b+1)} \cdot \frac{1}{d_{55}} \quad (8.91)$$

$$C_3 = C_{11} \frac{2e_1}{d_{55}} \quad (8.92)$$

$$L_3 = \frac{L_{55}}{2} \cdot d_{55}^2 \quad (8.93)$$

Für den Transformationsfaktor d_{55} ergibt sich analog zu (8.86) mit (8.80) :

$$d_{55} = 1 + \frac{C_{55}}{C_{15}} = 1 + \frac{1}{e_1} \cdot \frac{C_{55}}{C_{11}} \quad (8.94)$$

Der Brückenweig X_2 (Bild 78) wird in der gleichen Weise wie X_1 behandelt.

Die Aufteilung der Serienkapazität C_{00} (Bild 79) führt zu den Transformationsfaktoren d_{22} und d_{44} :

$$C_{04} = C_{00} e_2 \quad (8.95)$$

$$C_{02} = C_{00} \frac{e_2}{e_2-1} \quad (8.96)$$

somit

$$d_{22} = 1 + \frac{e_2-1}{e_2} \cdot \frac{C_{22}}{C_{00}} \quad (8.97)$$

$$d_{44} = 1 + \frac{1}{e_2} \cdot \frac{C_{44}}{C_{00}} \quad (8.98)$$

Durch Gleichsetzen der Schaltungsteile Bild 78c und Bild 79c erhält man:

$$\frac{C_{02}+C_{22}}{p C_{02} C_{22}} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_{22} (C_{02}+C_{22})}}{1 - \frac{1}{\omega^2 L_{22} C_{22}}} = \frac{1}{p C_6} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_g C_g}}{1 - \frac{C_6 + C_g}{\omega^2 L_g C_6 C_g}} \quad (8.99)$$

Nach Koeffizientenvergleich in (8.99) ergeben sich die Bauelementebeziehungen:

$$C_6 = C_{22} \cdot \frac{1}{d_{22}} \quad (8.100)$$

$$C_8 = C_{00} \cdot \frac{e_z}{e_z - 1} \cdot \frac{1}{d_{22}} \quad (8.101)$$

$$L_8 = L_{22} \cdot d_{22}^2 \quad (8.102)$$

Durch Gleichsetzen der Schaltungsteile Bild 78d und Bild 79d erhält man:

$$\frac{C_{04} + C_{44}}{p C_{04} C_{44}} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_{44} (C_{04} + C_{44})}}{1 - \frac{1}{\omega^2 L_{44} C_{44}}} = \frac{2}{p C_v} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_s}}{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_p}} \quad (8.103)$$

mit

$$C_v = \frac{C_1 C_2 + C_1 C_4 + C_2 C_4}{2 (C_2 + C_4)} \quad C_s = \frac{C_3 (C_2 + C_4)}{2 (C_2 + C_3 + C_4)}$$

$$C_p = \frac{C_3 (C_1 C_2 + C_1 C_4 + C_2 C_4)}{2 [C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)]} \quad (8.104)$$

Nach Koeffizientenvergleich in (8.103) ergeben sich mit (8.90) und (8.98) die Bauelementebeziehungen:

$$C_1 = C_{44} \cdot \frac{2(e_4 + 1)}{b + e_4(b + 1)} \cdot \frac{1}{d_{44}} \quad (8.105)$$

$$C_3 = \frac{2 C_{00} C_{44} e_2 (e_4 + 1)^2}{C_{44} - C_{00} e_2 (b + e_4(b + 1))} \cdot \frac{1}{d_{44}} \quad (8.106)$$

$$L_3 = \frac{L_{44}}{2} \cdot \left(\frac{d_{44}}{e_4 + 1} \right)^2 \quad (8.107)$$

$$C_2 = C_1 \cdot b \quad (8.89)$$

Durch Gleichsetzen von (8.93) und (8.107) erhält man nach einigen Umrechnungen:

$$\frac{d_{55}}{d_{44}} = \sqrt{\frac{L_{44}}{L_{55}}} \cdot \frac{1}{e_4 + 1} \quad (8.108)$$

Gleichsetzen von (8.91) und (8.105) ergibt:

$$\frac{d_{55}}{d_{44}} = \frac{C_{55}}{C_{44}} \cdot \frac{b+1}{e_4 + 1} \quad (8.109)$$

Gleichsetzen von (8.108) und (8.109) liefert:

$$b = \frac{C_{44}}{C_{55}} \sqrt{\frac{L_{44}}{L_{55}}} - 1 \quad (8.110)$$

Die Parallelkapazität C_4 wird vorgegeben. Damit läßt sich die zugehörige Größe e_4 bestimmen. In (8.105) wird die Kapazität C_1 nach (8.90) durch C_4 und e_4 ersetzt:

$$\frac{C_4}{e_4} = \frac{C_{44}}{d_{44}} \cdot \frac{2(e_4 + 1)}{b + e_4(b + 1)} \quad (8.111)$$

Auflösen von (8.111) nach e_4 führt zu einer quadratischen Gleichung, von der nur die positive Lösung brauchbar ist:

$$e_4 = - \frac{2C_{44} - (b+1)C_4 d_{44}}{4C_{44}} + \sqrt{\left(\frac{2C_{44} - (b+1)C_4 d_{44}}{4C_{44}} \right)^2 + \frac{bC_4 d_{44}}{2C_{44}}} \quad (8.112)$$

Aus (8.94) und (8.98) erhält man mit (8.91), (8.93), (8.105) und (8.107) nach einigen Umformungen:

$$e_1 = \frac{C_{55}}{C_{11} \left[\left(1 + \frac{1}{e_2} \frac{C_{44}}{C_{\infty}} \right) \frac{C_{55}(b+1)}{C_{44}(e_4+1)} - 1 \right]} \quad (8.113)$$

Die Größe e_2 wird vorgegeben.

Gleichsetzen von (8.92) und (8.106) führt zu der Bedingung, daß die oberen Parallelresonanzen von X_{11} und X_{12} zusammenfallen müssen.

Um eine Übersicht über die sich ergebenden Bauelementebeziehungen zu erhalten, werden diese noch einmal zusammen aufgeführt:

$$C_1 = C_{44} \frac{2(e_4 + 1)}{b + e_4(b + 1)} \cdot \frac{1}{d_{44}}$$

$$C_2 = C_1 \cdot b$$

$$C_3 = \frac{2 C_{44} C_{42} e_2 (e_4 + 1)^2}{C_{44} + C_{42} e_2 (b + e_4(b + 1))} \cdot \frac{1}{d_{44}}$$

$$C_5 = C_{33} \frac{1}{d_{33}}$$

$$C_7 = C_{11} \frac{e_1}{e_1 - 1} \cdot \frac{1}{d_{33}} \quad (8.114)$$

$$C_6 = C_{11} \frac{1}{d_{11}}$$

$$C_8 = C_{22} \frac{e_2}{e_2 - 1} \cdot \frac{1}{d_{11}}$$

$$L_3 = \frac{L_{44}}{2} \left(\frac{d_{44}}{e_4 + 1} \right)^2$$

$$L_2 = L_{33} d_{33}^2$$

$$L_1 = L_{11} d_{11}^2$$

Die Transformationsfaktoren d_{33} , d_{22} , d_{44} sind in (8.86), (8.97), (8.98), die Hilfsgrößen b , e_1 , e_4 sind in (8.110), (8.113), (8.112) definiert.

In der Filterschaltung Bild 78 ergeben sich mit $C_4 = 6 \text{ pF}$ und $0,5 < e_2 < 2$ für die Filterelemente sehr günstige Werte. Durch geeignete Wahl der Größe e_2 innerhalb des angegebenen Bereiches läßt sich das mit Schwingquarzen

bestückte Filter (die Scheinwiderstände Z_1 , Z_2 , Q_3 werden durch Quarze gebildet) für maximale Durchlaßbreite auslegen. In der Ausführung als Differentialbrücke machen sich jedoch die Transformatoreinflüsse sehr stark bemerkbar, da das Filter mit einem Schwingquarz in den Erweiterungsgliedern eine Übertragerinduktivität von mindestens einem Zehntel der Quarzinduktivität L_3 erfordert.

Ein verlustarmer Übertrager mit einer Induktivität dieser Größenordnung ist in keinem Frequenzbereich herstellbar, so daß das Filter nur als volle Brücke aufgebaut werden kann.

Macht man die Serienkapazität C_3 in Bild 78 unendlich, dann geht das Filter in eine mit den Erweiterungsgliedern E4 bestückte Anordnung über. Die Schaltung dieses Filters zeigt Bild 81.

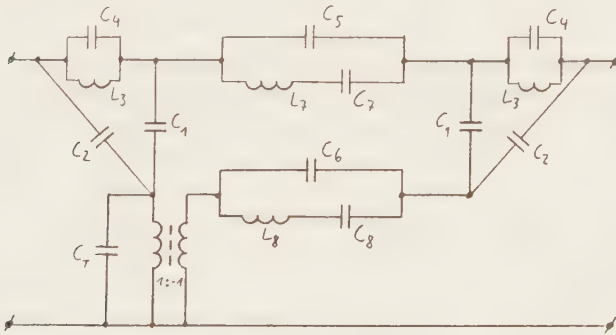


Bild 81. Schaltung Filter 6c mit $C_3 = \infty$
als Differentialbrücke

Aus (8.106) ist ersichtlich, daß die Forderung $C_3 = \infty$ zu der Bedingung führt

$$d_{44} \left[C_{44} - C_{00} e_z (b + e_4 (b+1)) \right] = 0 \quad (8.115)$$

Dies bedeutet für die Größe e_4 :

$$(e_4)_{C_3=\infty} = \frac{C_{44} - C_{00} e_2 b}{C_{00} e_2 (b+1)} \quad (8.116)$$

Bei der Ableitung der Bauelementebeziehungen dieses Filters aus den Beziehungen (8.114) ist zu beachten, daß neben der Bedingung (8.116) für e_4 die Größe e_1 unabhängig von der Wahl des Freiheitsgrades e_2 unendlich wird. Die Erklärung dieses Ergebnisses ist mit Bild 82 möglich. Der von den Erweiterungsgliedern gebildete Teil des Brückenzeuges X_1 stellt in diesem Fall einen Parallelkreis dar, der nicht mehr transformiert werden muß. Eine Aufteilung der Serienskapazität C_{11} in Bild 79 ist somit nicht mehr erforderlich.

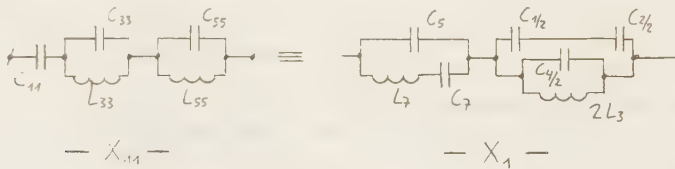


Bild 82. Äquivalenztransformation X_1 , X_{11} mit $C_3 = \infty$

Der abhängige Transformationsfaktor d_{33} (8.86) geht mit $e_1 = \infty$ in den unabhängigen Transformationsfaktor a_{33} [17] über:

$$a_{33} = 1 + \frac{C_{33}}{C_{11}} \quad (8.117)$$

Der Transformationsfaktor d_{55} wird zu: $d_{55} = 1$. (8.118)

Für den Brückenweig X_1 berechnet sich die Induktivität L_3 (8.93) mit (8.118) zu:

$$L_3 = \frac{L_{55}}{2} \quad (8.119)$$

Für den Brückenweig X_2 gilt weiterhin (8.107).

Die Bauelemente des Filters Bild 81 ergeben sich aus (8.114) mit (8.116) und $e_1 = \infty$ zu:

$$C_1 = C_{00} \frac{2 e_2}{b+1} \quad (8.120)$$

$$C_2 = C_1 \cdot b$$

$$C_4 = \frac{2}{b+1} \left(C_{44} - C_{00} \frac{b \cdot e_2}{b+1} d_{44} \right)$$

$$C_5 = C_{33} \frac{1}{a_{33}}$$

$$C_7 = C_{11} \frac{1}{a_{33}}$$

$$C_6 = C_{22} \frac{1}{d_{22}} \quad (8.120)$$

$$C_8 = C_{00} \cdot \frac{e_2}{e_2 - 1} \cdot \frac{1}{d_{22}}$$

$$L_3 = \frac{L_{55}}{2}$$

$$L_7 = L_{33} \cdot a_{33}^2$$

$$L_8 = L_{22} \cdot d_{22}^2$$

Die Transformationsfaktoren a_{33} , d_{22} , d_{44} sind nach (8.117), (8.97), (8.98) definiert.

Die Hilfsgröße b berechnet sich durch Vergleich von (8.119) und (8.107) zu:

$$b = \sqrt{\frac{L_{55}}{L_{44}}} - 1 \quad (8.121)$$

Die Größe e_2 stellt wieder den Freiheitsgrad des Filters dar. Der Wertbereich von e_2 beträgt:

$$1 < e_2 \leq \bar{e}_2 \quad (8.122)$$

Die Größe $\bar{e}_2$ ist bei diesem Filter dadurch gegeben, daß die Kapazität C_4 (8.120) gleich Null wird:

$$\frac{2}{b+1} \left(C_{44} - C_{00} \bar{e}_2 \frac{b}{b+1} d_{44} \right) = 0 \quad (8.123)$$

Daraus ergibt sich mit (8.112) und (8.98):

$$\bar{e}_2 = \frac{C_{44}}{C_{00}} \cdot \frac{1}{b} \quad (8.124)$$

Wählt man für e_2 den speziellen Wert $\bar{e}_2$ (8.124), dann geht das Filter in eine mit den Erweiterungsgliedern $E1$, bestückte Anordnung über. Die Schaltung dieses Filters zeigt Bild 83.

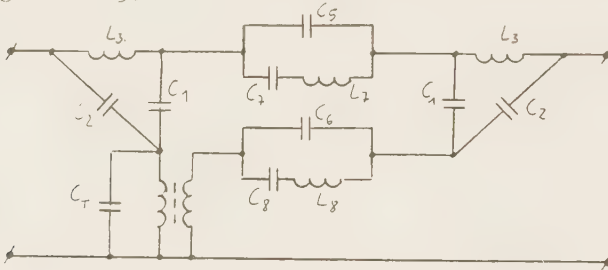


Bild 83. Schaltung Filter 6c mit $C_4 = 0$, $C_3 = \infty$ als Differentialbrücke

Die Bauelemente des Filters Bild 83 ergeben sich aus (8.120) mit (8.124) zu:

$$C_1 = C_{44} \frac{2}{b(b+1)}$$

$$C_2 = C_1 \cdot b$$

$$C_5 = C_{33} \frac{1}{a_{33}}$$

$$C_7 = C_{11} \frac{1}{a_{33}}$$

(8.125)

$$C_6 = C_{22} \frac{1}{d_{22}}$$

$$C_8 = \frac{C_{00} C_{44}}{C_{44} - C_{00} b} \cdot \frac{1}{d_{22}}$$

$$L_3 = \frac{L_{55}}{2}$$

$$L_7 = L_{33} \cdot a_{11}^2$$

$$L_8 = L_{22} \cdot d$$

mit

$$d_{22} = 1 + \frac{C_{22}(C_{44} - C_{00}b)}{C_{00} C_{44}}$$

(8.126)

wobei a_{33} nach (8.117), b nach (8.121) definiert ist.

In der Filterschaltung Bild 83 ergeben sich für die Bauelemente brauchbare Werte. Durch geeignete Wahl der Größe e_2 (8.95) innerhalb ihres Wertebereichs (8.122) läßt sich eine gewisse Angleichung der Scheinwiderstände $\underline{Z}_1$ und $\underline{Z}_2$ erreichen. Bei Gesamtdurchlaßbreiten unter 1% ist nach [10] der Einsatz von Schwingquarzen für $\underline{Z}_1$ und $\underline{Z}_2$ möglich. Bei Durchlaßbreiten nahe dem oberen Grenzwert müssen jedoch die Abschlußwiderstände so hoch gewählt werden, daß für die Übertragerinduktivität L_T ein unrealisierbar großer Wert erforderlich ist, um keine Verzerrung des Durchlaßbereichs zu verursachen.

Bei Durchlaßbreiten unter 0,5% kommt die für L_T erforderliche Induktivität in herstellbare Bereiche; aber hier bedingt die für L_3 erforderliche Mindestgüte (für 0,5% schon über 400) bei Verwendung üblicher Spulen (Güte um 250) eine untragbare Verschlechterung des Durchlaßbereichs. Es ist daher am vorteilhaftesten, die Scheinwiderstände $\underline{Z}_1$ und $\underline{Z}_2$ durch Quarzersatzschaltungen nachzubilden. Da ihre Angleichung durch geeignete Wahl des Parameters e_2 nicht mehr von so großer Bedeutung ist, kann in diesem Fall für e_2 der obere Grenzwert $\bar{e}_2$ (8.124) eingesetzt werden. Das Filter wird somit nach der Schaltung Bild 83 aufgebaut. Als Ersatzschaltung kann ein Parallel - Reihenkreis nach Bild 36 oder die von Herzog [17] vorgeschlagene Brückenersatzschaltung gewählt werden. Da letztere neben größerer Variabilität eine etwas günstigere Bauelementedimensionierung ermöglicht, wird ihr der Vorzug gegeben.

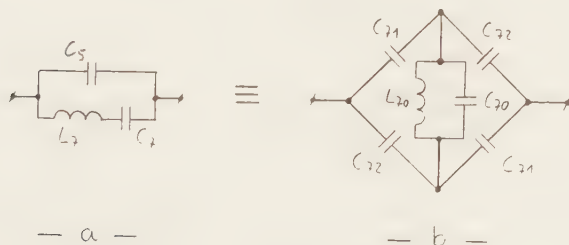


Bild 84. Serien - Parallelkreis (a) und äquivalente Ersatzschaltung nach Herzog (b)

Die Schaltung Bild 84 besitzt gegenüber ihrem Transformationsäquivalent einen Freiheitsgrad. Dieser kann dazu verwendet werden, die Größe der Induktivität L_{70} in einem geeigneten Bereich vorzugeben.

Nach einigen Umformungen ergeben sich für Bild 84 die folgenden Bauelementebeziehungen:

$$\begin{aligned}
 L_{70} \text{ vorgegeben} \quad & C_{70} = C_7 \cdot (b_7 - a_7) \\
 b_7 = \frac{L_7}{L_{70}} \quad & C_{71} = C_7 \cdot (a_7 + \sqrt{b_7}) \\
 a_7 = \frac{C_5}{C_7} + 1 \quad & C_{72} = C_7 \cdot (a_7 - \sqrt{b_7})
 \end{aligned} \quad (8.127)$$

Für den Zweig X_2 erhält man die analogen Beziehungen zwischen den Elementen L_8 , C_6 , C_8 , L_{80} , C_{80} , C_{81} , C_{82} .

Die Induktivitäten L_{70} und L_{80} werden für ein 500 KHz - Filter wieder im Bereich zwischen 100 μ H und 300 μ H vorgegeben.

Die Schaltung des Filters zeigt Bild 85.

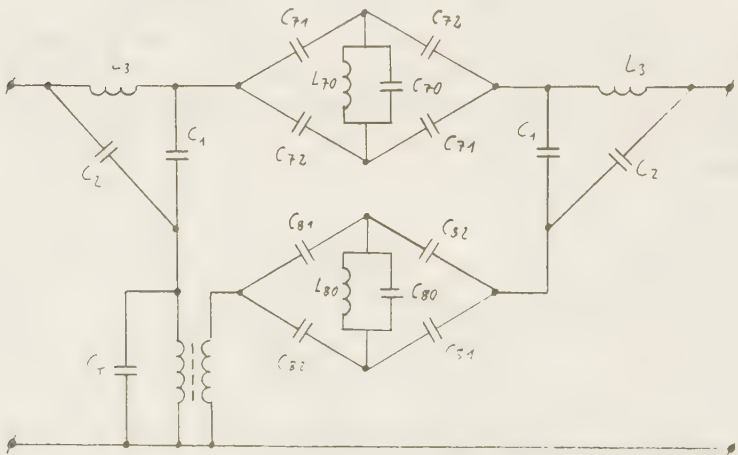


Bild 85. Filter nach Bild 83 mit zwei Ersatzschaltungen nach Bild 84

Für die Berechnung der Filterelemente werden zuerst die Elemente (8.70) bis (8.79) des Ausgangsfilters Bild 79 bestimmt, und aus diesen über die Bauelementebeziehungen (8.125) die Filtergrößen berechnet. Abschließend werden aus diesen nach (8.127) die Bauelemente der Ersatzschaltungen ermittelt. Das Filter wurde für eine Mittenfrequenz von 462,5 KHz ausgelegt. Mit den auf S.155 gegebenen Daten erhält man für die Bauelemente des Filters im Fall $L_T = \infty$:

$$\begin{aligned} C_1 &= 20,8399 \text{ nF}; & C_2 &= 1,2026 \text{ nF}; & L_3 &= 100 \text{ } \mu\text{H}; \\ C_5 &= 22,9 \text{ pF}; & C_7 &= 7,1 \cdot 10^{-2} \text{ pF}; & L_1 &= 1,7 \text{ H}; \\ C_6 &= 22,5 \text{ pF}; & C_8 &= 1,96 \cdot 10^{-4} \text{ pF}; & L_8 &= 0,606 \text{ H}; \end{aligned} \quad (8.128)$$

Die Daten der Ersatzschaltungen sind: (8.129)

$$\begin{aligned} C_{20} &= 580,6 \text{ pF}; & C_{21} &= 29,5 \text{ pF}; & C_{22} &= 16,4 \text{ pF}; & L_{20} &= 200 \text{ } \mu\text{H}; \\ C_{10} &= 571,1 \text{ pF}; & C_{11} &= 33,4 \text{ pF}; & C_{12} &= 11,8 \text{ pF}; & L_{10} &= 200 \text{ } \mu\text{H}; \end{aligned}$$

Die Berechnung des Dämpfungsverlaufs für das Filter mit endlicher Übertragerinduktivität L_T nach Formel (3.57) mit den Daten (8.128) zeigt, daß für $L_T < L_3 \cdot 30$ eine Veränderung der Polstellen beginnt, und bei $L_T < L_3 \cdot 6$ eine Verzerrung des Durchlaßbereichs auftritt.

Um das Filter mit einer relativ niedrigen Übertragerinduktivität herstellbar zu machen, wird daher eine Polstellenkorrektur nach Kap. 3 durchgeführt. Die einzelnen Blindwiderstände der Schaltung Bild 88 errechnen sich zu:

$$X_{21} = -\frac{1}{\omega C_5} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_7 C_2}}{1 - \frac{C_5 + C_7}{\omega^2 L_2 C_5 C_7}} \quad (8.130)$$

$$X_{22} = -\frac{1}{\omega C_6} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_8 C_8}}{1 - \frac{C_6 + C_8}{\omega^2 L_3 C_6 C_8}} \quad (8.131)$$

$$X_{S_1} + X_{S_3} = -\frac{C_1 + C_2}{\omega C_1 C_2} \cdot \frac{1}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_7 C_1 C_2}} \quad (8.132)$$

$$X_{S_2} + X_{S_4} = -\frac{1}{\omega C_2} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 C_1}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.133)$$

$$X_{s_2} = - \frac{1}{1 - \frac{\omega^3 L_3 C_1 C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}} \quad (8.134)$$

Der resultierende Brückenweig X_1 errechnet sich nach (3.43) mit (8.130) und (8.132) zu:

$$X_1 = - \frac{X_{21}}{\omega C_1 C_2 C_5} \cdot \frac{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2} - \frac{K_{22}}{\omega^2 L_3 C_2 K_{21}} + \frac{C_1 + C_2}{\omega^4 L_3 L_2 C_2 K_{21}}}{1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2} - \frac{C_5 + C_2}{\omega^2 L_2 C_5 C_2} + \frac{(C_1 + C_2)(C_5 + C_2)}{\omega^4 L_3 L_2 C_1 C_2 C_5 C_2}} \quad (8.135)$$

mit

$$K_{21} = C_1 C_2 + 2 C_5 (C_1 + C_2) \quad (8.136)$$

$$K_{22} = 2 (C_1 + C_2) (C_5 + C_2) + C_1 C_2$$

X_1 hat nach (8.63) die Form:

$$X_1 = - \frac{1}{\omega C_{v1}} \cdot \frac{\left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_{s_2}^2}{\omega^2}\right)}{\left(1 - \frac{\omega_{2s}^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_{1\infty 0}^2}{\omega^2}\right)} \quad (8.137)$$

Der resultierende korrigierte Brückenweig $\bar{X}_2$ errechnet sich gemäß (3.60) mit (3.43) zu:

$$\bar{X}_2 = X_{22} + 2 (X_{s_2} + X_{s_3}) + \frac{X_{s_2} (X_{22} + X_{s_2})}{X_T} \quad (8.138)$$

wobei

$$X_T = - \frac{1}{\omega C_T - \frac{1}{\omega L_T}} \quad (8.139)$$

Der Übertrager wird auf die Mittenfrequenz ω_0 abgestimmt. Die Übertragerinduktivität L_T in (8.139) wird auf die Filterinduktivität L_3 bezogen:

$$L_T = L_3 \cdot e_T \quad (8.140)$$

Für C_T ergibt sich aus (8.139) mit (8.140):

$$C_T = \frac{1}{L_3 \cdot a_T} \quad (8.141)$$

wobei

$$a_T = \omega_0^2 \cdot e_T \quad (8.142)$$

Nach längeren Umformungen ergibt sich (8.138) mit (8.131), (8.133), (8.134), (8.139) und (8.140), (8.141) zu:

$$\begin{aligned} \bar{X}_2 = & -\frac{K_1}{\omega C_2 C_6} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{C_6 + C_8}{\omega^2 L_8 C_6 C_8}\right) \left(1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}\right) \cdot \left(1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega^2 L_3 C_1 C_2}\right)} \\ & \cdot \left[\begin{aligned} & 1 - \frac{K_2}{\omega^2 L_8 C_8 K_1} - \frac{K_3}{\omega^2 L_3 C_1 C_2 K_1} - \frac{1}{\omega^2 L_3^2 a_1 C_1 K_1} + \\ & + \frac{K_4}{\omega^4 L_3 L_8 C_1 C_2 C_8 K_1} + \frac{K_5}{\omega^4 L_3^2 C_1^2 C_2 K_1} + \frac{K_7}{\omega^4 L_3^2 a_1 C_1^2 C_2 K_1} + \\ & + \frac{1}{\omega^4 L_3^2 a_1 L_8 C_1 C_8 K_1} + \frac{1}{\omega^4 L_3^2 e_1 C_1 K_1} - \frac{K_6}{\omega^6 L_3^2 L_8 C_1^2 C_2 C_8 K_1} - \\ & - \frac{K_8}{\omega^6 L_3^3 a_1 L_8 C_1 C_2^2 C_8 K_1} - \frac{K_7}{\omega^6 L_3^3 e_1 C_1^2 C_2 K_1} - \frac{1}{\omega^6 L_3^2 e_1 L_8 C_1 C_8 K_1} + \\ & + \frac{K_8}{\omega^8 L_3^3 e_1 L_8 C_1^2 C_2 C_8 K_1} \end{aligned} \right] \quad (8.143) \end{aligned}$$

mit

$$\begin{aligned} K_1 &= C_2 + 2C_6 \\ K_2 &= C_2 + 2(C_6 + C_8) \\ K_3 &= (C_1 + C_2)(C_2 + 2C_6) + (C_1 + C_2 + 2C_6)C_2 \\ K_4 &= C_1 C_2 + (C_1 + 2C_2)[C_2 + 2(C_6 + C_8)] \\ K_5 &= (C_1 + C_2)(C_1 + C_2 + 2C_6) \\ K_6 &= (C_1 + C_2)[C_1 + C_2 + 2(C_6 + C_8)] \\ K_7 &= C_1 + C_2 + C_6 \\ K_8 &= C_1 + C_2 + C_6 + C_8 \end{aligned} \quad (8.144)$$

Man ersieht aus (8.143), daß im Zweig $\bar{X}_2$ durch den Übertrager gegenüber (8.64) formal eine Parallelresonanz und zwei Serienresonanzen hinzugekommen sind. Hierbei fallen allerdings eine Serienresonanz und die neu hinzugekommene Parallelresonanz, die mit der gemeinsamen Parallelresonanz der Erweiterungsglieder identisch ist, zusammen.

$\bar{X}_2$ läßt sich somit auf die folgende Form bringen:

$$\bar{X}_2 = - \frac{a_k}{\omega C_{V2}} \cdot \frac{\left(1 - \frac{\omega_{21}^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_{22}^2}{\omega^2}\right) \cdot \left(1 - \frac{\omega_{100}^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_{05}^2}{\omega^2}\right)}{\left(1 - \frac{\omega_{55}^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_{100}^2}{\omega^2}\right) \cdot \left(1 - \frac{\omega_{100}^2}{\omega^2}\right)} \quad (8.145)$$

Die neu hinzugekommene Serienresonanz ω_{05} ist als Filterresonanz nicht brauchbar, da sie nur weit unterhalb des Durchlaßbereichs liegen kann. Die Korrekturgröße a_k in (8.145) dient dazu, im Durchlaßbereich das durch $\left(1 - \frac{\omega_{05}^2}{\omega^2}\right)$ veränderte Reaktanzniveau von $\bar{X}_2$ auf den vorgeschriebenen Wert $\frac{1}{\omega C_{V2}}$ (8.64) zu bringen. Mit vorgegebener Serienresonanz

$$\omega_{05} = \frac{\omega_0}{10} \quad (8.146)$$

ergibt sich für a_k :

$$a_k = \frac{1}{1 - \frac{\omega_{05}^2}{\omega_0^2}} = \frac{1}{0,9} \quad (8.147)$$

Durch Koeffizientenvergleich von (8.135) und (8.137) bzw. (8.143) und (8.145) mit (8.140), (8.142), (8.146), (8.147) lassen sich die Bauelemente des polstellenkorrigierten Filters errechnen. Zur Durchführung dieser Rechnung ist die bei Filter 1a (Kap.7) angewandte Näherungsmethode sehr geeignet, da die Elemente (8.128) des unkorrigierten Filters Bild 83 als genügend genaue Startwerte zur Verfügung stehen. Alle Gleichungen werden durch Multiplikation mit entsprechenden Potenzen von ω_0^2 auf 1 normiert.

Für die kapazitiven Faktoren von X_1 und $\bar{X}_2$ gilt:

$$\frac{C_1 C_2 C_5}{k_{21}} \omega_0 R_0 q_{10} \cdot \frac{1_2^2 1_{25}^2}{1_1^2 1_{55}^2} \cdot k - 1 = R_1 \quad (8.148)$$

$$\frac{C_2 C_6}{k_1 \cdot a_k} \omega_0 R_0 q_{11} \cdot \frac{1_1^2 1_{55}^2}{1_2^2 1_{15}^2} \cdot \frac{1}{k} - 1 = R_2 \quad (8.149)$$

Koeffizientenvergleich von (8.135) und (8.137) ergibt:

$$\frac{C_1 + C_2}{\omega_0^2 L_3 k_{21}} + \frac{k_{22}}{\omega_0^2 L_2 C_2 k_{21}} - \frac{\omega_{11}^2 + \omega_{55}^2}{\omega_0^2} = R_3 \quad (8.150)$$

$$\frac{C_1 + C_2}{\omega_0^4 L_3 L_2 C_2 k_{21}} - \frac{\omega_{11}^2 \omega_{55}^2}{\omega_0^4} = R_4 \quad (8.151)$$

$$\frac{C_1 + C_2}{\omega_0^2 L_3 C_1 C_2} + \frac{C_5 + C_7}{\omega_0^2 L_2 C_5 C_7} - \frac{\omega_{25}^2 + \omega_{1\infty 0}^2}{\omega_0^4} = R_5 \quad (8.152)$$

$$\frac{(C_1 + C_2)(C_5 + C_7)}{\omega_0^4 L_3 L_2 C_1 C_2 C_5 C_7} - \frac{\omega_{25}^2 \omega_{1\infty 0}^2}{\omega_0^4} = R_6 \quad (8.153)$$

Koeffizientenvergleich von (8.143) und (8.145) ergibt:

$$\frac{k_2}{\omega_0^2 L_8 C_8 k_1} + \frac{k_3}{\omega_0^2 L_2 C_4 C_2 k_1} + \frac{1}{\omega_0^2 L_7^2 a_T C_4 k_1} - \frac{\omega_{1\infty 0}^2 + \omega_{05}^2 + \omega_{25}^2 + \omega_2^2}{\omega_0^2} = R_7 \quad (8.154)$$

$$\begin{aligned} & \frac{k_4}{\omega_0^4 L_3 L_8 C_1 C_2 C_8 k_1} + \frac{k_5}{\omega_0^4 L_3^2 C_4^2 C_2 k_1} + \frac{k_7}{\omega_0^4 L_3^2 a_T^2 C_4^2 k_1} + \frac{1}{\omega_0^4 L_7^2 a_T L_8 C_4 C_8 k_1} + \\ & + \frac{1}{\omega_0^4 L_3^2 e_T C_4 k_1} - \frac{\omega_{1\infty 0}^2 \omega_{05}^2 - (\omega_{25}^2 + \omega_2^2)(\omega_{1\infty 0}^2 + \omega_{05}^2) + \omega_{25}^2 \omega_2^2}{\omega_0^4} = R_8 \end{aligned} \quad (8.155)$$

$$\begin{aligned} & \frac{k_6}{\omega_0^6 L_8^2 L_8 C_4^2 C_2 C_8 k_1} + \frac{k_8}{\omega_0^6 L_3^2 a_T L_8 C_1 C_2 C_8 k_1} + \frac{k_9}{\omega_0^6 L_3^2 e_T C_4^2 C_2 k_1} + \\ & + \frac{1}{\omega_0^6 L_3^2 e_T L_8 C_4 C_8 k_1} - \frac{(\omega_{25}^2 + \omega_2^2) \omega_{1\infty 0}^2 \omega_{05}^2 + (\omega_{1\infty 0}^2 + \omega_{05}^2) \omega_{25}^2 \omega_2^2}{\omega_0^6} = R_9 \end{aligned} \quad (8.156)$$

$$\frac{k_{10}}{\omega_0^8 L_3^2 e_T L_8 C_4^2 C_2 C_8 k_1} - \frac{\omega_{25}^2 \omega_2^2 \omega_{1\infty 0}^2 \omega_{05}^2}{\omega_0^8} = R_{10} \quad (8.157)$$

$$\frac{2(C_1 + C_2)}{\omega_0^2 L_3 C_1 C_2} + \frac{C_6 + C_8}{\omega_0^2 L_8 C_6 C_8} - \frac{\omega_{25}^2 + 2\omega_{1\infty 0}^2}{\omega_0^2} = R_{11} \quad (8.158)$$

$$\frac{(C_1 + C_2)}{\omega_0^4 L_3^2 C_1^2 C_2^2} + \frac{2(C_1 + C_2)(C_6 + C_8)}{\omega_0^4 L_3 L_8 C_1 C_2 C_6 C_8} - \frac{(\omega_{25}^2 + \omega_{1\infty 0}^2) \omega_{1\infty 0}^2 + \omega_{25}^2 \omega_{1\infty 0}^2}{\omega_0^4} = R_{12} \quad (8.159)$$

$$\frac{(C_6 + C_8)(C_1 + C_2)^2}{\omega_0^6 L_3^2 L_8 C_1^2 C_2^2 C_6 C_8} - \frac{\omega_{25}^2 \omega_{1\infty 0}^4}{\omega_0^6} = R_{13} \quad (8.160)$$

Die Gleichungen (8.148) bis (8.160) werden mit (8.136) und (8.144) und den gegebenen Filterdaten in das System (7.36) eingesetzt. Als Startwerte dienen die Elemente (8.128) des unkorrigierten Filters. Nach dem Minimierungsprozeß stehen sie als Elemente des korrigierten Filters zur Verfügung.

Das Näherungsverfahren konvergiert für vorgegebene Induktivitätsverhältnisse $L_T/L_3 > 1$ sehr schnell. Alle Polstellen bleiben in der vorgeschriebenen Lage. Bei Induktivitätsverhältnissen unter $L_T/L_3 = 5$ tritt eine zunehmende Verzerrung des Durchlaßbereichs auf, die durch den Zusatzterm (3.63) im Zähler von (3.61) verursacht wird. Wählt man $L_T/L_3 = 7,5$, dann ist keine Veränderung des Durchlaßbereichs mehr zu beobachten. Der Dämpfungsverlauf des korrigierten Filters deckt sich in allen Punkten mit dem Verlauf einer vollen Brücke ohne Übertrager.

Es wurde ein korrigiertes Filter mit folgenden Daten berechnet:

$f_1 = 457 \text{ KHz}$	$f_2 = 467 \text{ KHz}$	$q_{10} = 2$	$q_2 = -2$
$R = 7,9 \text{ K}\Omega$		$q_3 = 4$	$q_4 = -4,2$
$C_1 = 22,9093 \text{ nF}$		$f_{25} = 458,793 \text{ KHz}$	
$C_2 = 1,2026 \text{ nF}$		$f_{55} = 463,868 \text{ KHz}$	
$C_5 = 23,1 \text{ pF}$		$L_T = 750 \text{ }\mu\text{H}$	
$C_6 = 22,3 \text{ pF}$		$C_T = 158,2 \text{ pF}$	
$C_7 = 6,85 \cdot 10^{-2} \text{ pF}$			
$C_8 = 1,97 \cdot 10^{-4} \text{ pF}$			
$L_3 = 99,5 \text{ }\mu\text{H}$	$Q_{3\min}(X_1) = 58$	$Q_{3\min}(X_2) = 95$	
$L_4 = 1,763 \text{ H}$	$Q_{7\min} = 276$		
$L_8 = 0,602 \text{ H}$	$Q_{9\min} = 91$		

Die Daten der Ersatzschaltungen sind:

$C_{30} = 580,5 \text{ pF}$	$C_{70} = 571,5 \text{ pF}$
$C_{31} = 29,6 \text{ pF}$	$C_{11} = 33,3 \text{ pF}$
$C_{32} = 16,7 \text{ pF}$	$C_{12} = 11,7 \text{ pF}$
$L_{30} = 200 \text{ }\mu\text{H}$	$L_{70} = 200 \text{ }\mu\text{H}$

Die Elemente des korrigierten Filters unterscheiden sich nur wenig von den Elementen (8.128) einer vollen Brücke ohne Übertrager.

Es ergeben sich günstige Werte für die Filterelemente. Eine Ausnahme bildet lediglich die Kapazität C_7 . Sie wird wie bei Filter 2a wegen ihrer Größe nur grob abstimmbare durch Zusammenschaltung passender Styroflex - Kondensatoren hergestellt. Die Auswirkungen von Dimensionierungsabweichungen

für die Grenzfälle $\pm 5\%$ vom berechneten Wert sind in Bild 86 dargestellt. Die tieferfrequente Dämpfungsflanke und die anschließende Polstelle bleiben unverändert, wogegen die höherfrequente Dämpfungsflanke und die restlichen Polstellen etwas verschoben werden. Die tatsächlich vorkommenden Fehldimensionierungen von C_1 liegen jedoch immer weit unterhalb des Grenzwertes $\pm 5\%$, sodaß ihre Auswirkungen auf den Dämpfungsverlauf auch bei diesem Filter in tragbaren Grenzen bleiben.

Der berechnete Dämpfungsverlauf des korrigierten Filters mit einer für alle Spulen gleichen Güte $Q_i = 250$ ist in Bild 87 dargestellt. Zusätzlich ist der theoretische Verlauf ohne Verluste eingezeichnet. Der Durchlaßbereich ist durch die Spulenverluste stark gerundet. Die Rückkehrdämpfung liegt ca. 5 dB unter dem theoretischen Wert.

Bild 88 zeigt den gemessenen Verlauf des Filters. Zusätzlich ist der in Bild 87 dargestellte Verlauf mit Verlusten eingezeichnet. Die Übereinstimmung beider Kurven ist gut.

Bild 86. Filter 6c

Variation C_1

Daten: S. 155

Text : S. 155

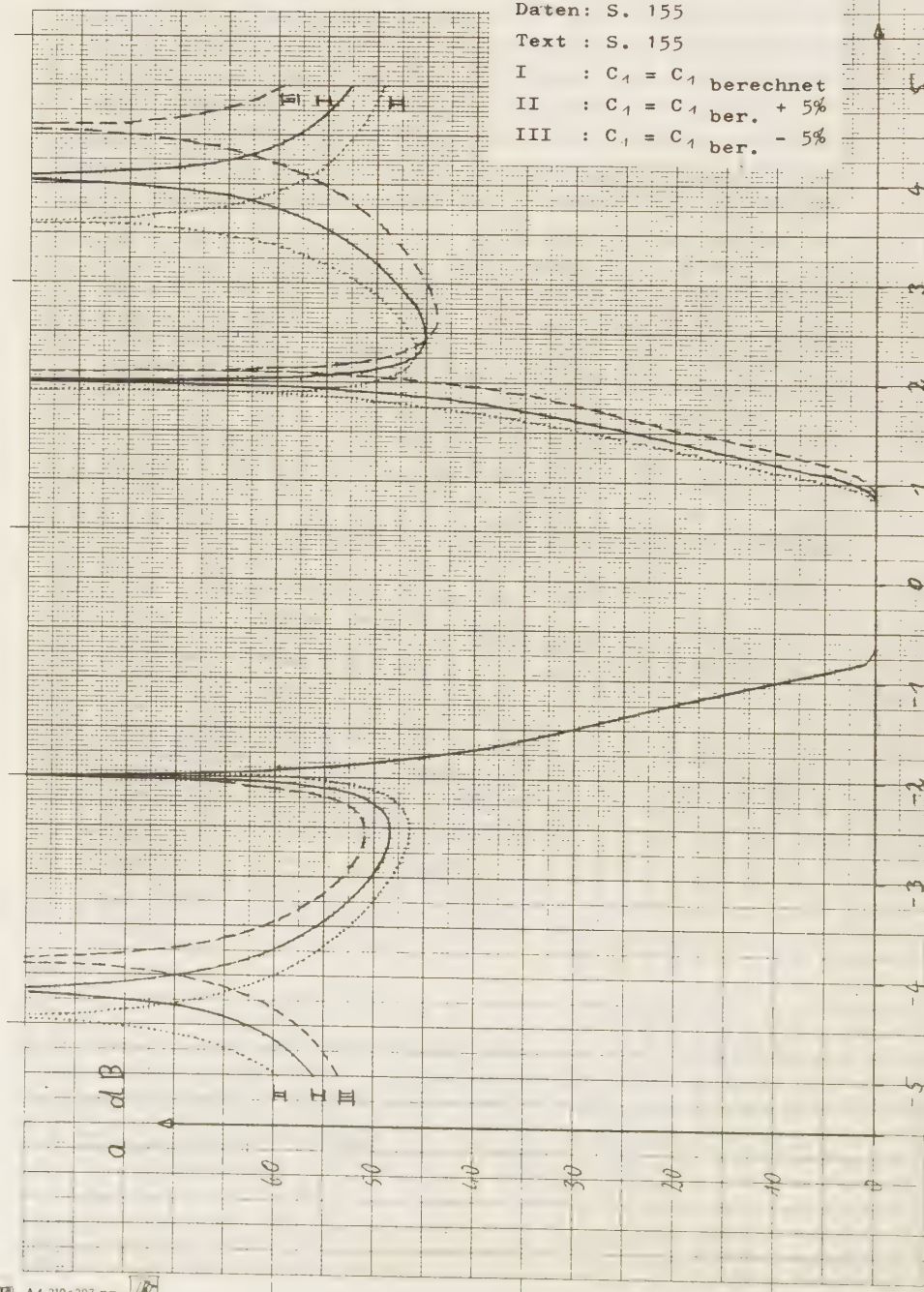
I : $C_1 = C_1$ berechnetII : $C_1 = C_1$ ber. + 5%III : $C_1 = C_1$ ber. - 5%

Bild 87. Filter 6c

Daten: S. 155, Text: S. 156

Filter polstellenkorrigiert

Berechneter Verlauf

I : Ohne Verluste

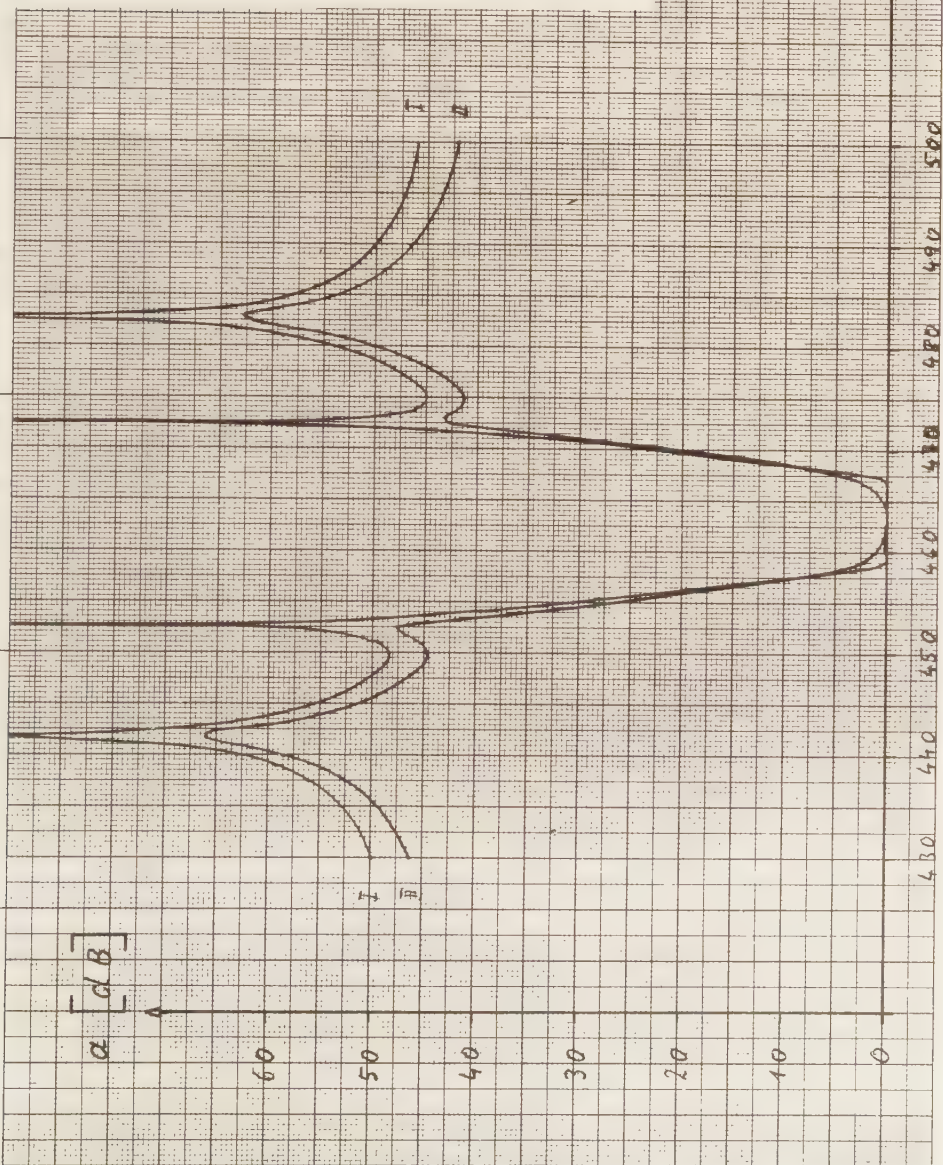
II : $Q_c = 250$ 

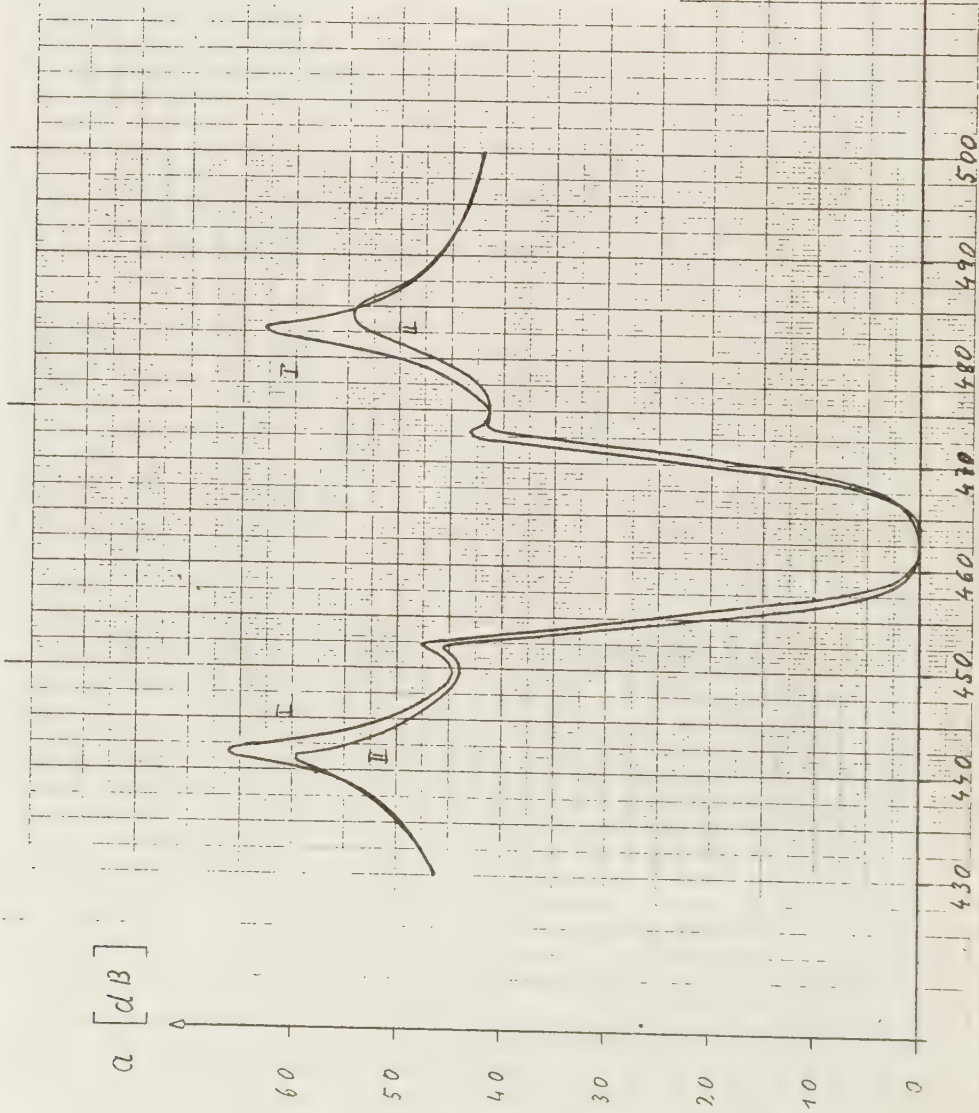
Bild 88. Filter 6c

Daten: S. 155, Text: S. 156

- polstellenkorrigiert -

I : $Q_L \approx 250$ ber.

II : Gemessen



9. Filter mit elektronischer Differentialbrücke

Die Abgleichbrücke Bild 17 läßt sich als Filterbrücke verwenden. Es soll ein Spulenfilter mit vier Polstellen unter Verwendung von Bauelementen im optimalen Wertebereich aufgebaut werden.

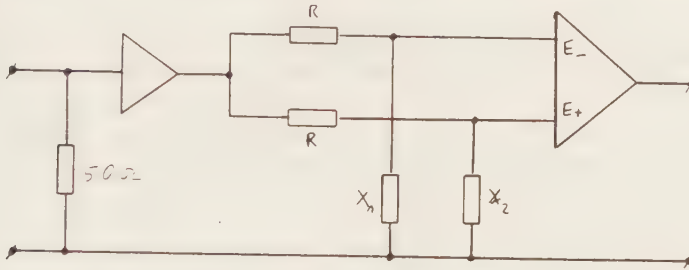


Bild 89. Elektronische Filterbrücke nach Bild 17

Die Berechnung von Filtern mit Brückenzweigen nach Bild 91 a liefert für die Bauelemente brauchbare Werte. Hierbei können sich jedoch die Filterinduktivitäten in einem Zweig so stark voneinander unterscheiden, daß ihre Herstellung als Spulen nur mit erheblichen Güteunterschieden möglich ist. Dies hat bei relativ schmalbandigen Filtern stets eine merkliche Verschlechterung des Dämpfungsverlaufs zur Folge.

Zu wesentlich besseren Ergebnissen gelangt man durch Äquivalenztransformationen von Brückenzweigen in Parallelstruktur in geeignete Schaltungen (Bild 91). Neben optimal dimensionierten Bauelementen besteht bei diesen Schaltungen der große Vorteil, daß alle Induktivitäten einseitig auf Masse liegen.

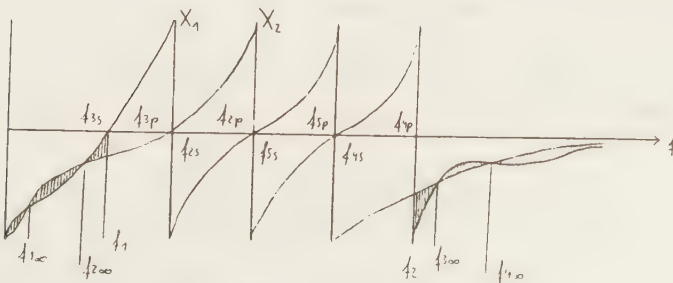


Bild 90. Reaktanzanordnung Filter 7
mit den Brückenzweigen Bild 96

Die Reaktanzen Bild 91a lauten mit den Bezeichnungen in Bild 90 :

$$X_1 = -\frac{1}{\omega C_{11}} \cdot \frac{(f^2 - f_1^2)(f^2 - f_{55}^2)}{(f^2 - f_{25}^2)(f^2 - f_{45}^2)} \quad (9.1)$$

$$X_2 = -\frac{1}{\omega C_{00}} \cdot \frac{(f^2 - f_{25}^2)(f^2 - f_{45}^2)}{(f^2 - f_{55}^2)(f^2 - f_1^2)} \quad (9.2)$$

Wird die Nullstelle (2.7) auf die Mittenfrequenz f_0 gelegt, dann ergibt sich nach (7.3) mit (7.5) :

$$\frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_{11} C_{22}} = R_0^2 \quad (9.3)$$

Der Quotient der Blindwiderstände ergibt sich nach kurzer Umformung zu:

$$\frac{X_1}{X_2} = \frac{C_{22}}{C_{11}} \cdot \frac{f_1^2 f_2^2 f_{55}^4}{f_{25}^4 f_{45}^4} \cdot \frac{\left(1 - \frac{f^2}{f_1^2}\right) \left(1 - \frac{f^2}{f_{55}^2}\right) \left(1 - \frac{f^2}{f_2^2}\right)}{\left(1 - \frac{f^2}{f_{25}^2}\right) \left(1 - \frac{f^2}{f_{45}^2}\right)^2} \quad (9.4)$$

Setzt man den Quotienten $\frac{X_1}{X_2}$ gleich Eins, erhält man die vier Polstellen $f_{1\infty}, f_{2\infty}, f_{3\infty}, f_{4\infty}$ (s.Gl.(2.8)). Durch Vergleich von (9.4) mit dem Wellenübertragungsmaß eines Filters mit vier Polstellen [13] erhält man:

$$\frac{C_{00}}{C_{11}} \cdot \frac{f_1^2 f_2^2 f_{55}^4}{f_{25}^4 f_{45}^4} = \left(\frac{A+C}{1+B+D} \right)^2 = k^2 \quad (9.5)$$

$$\begin{aligned} \text{mit } A &= m_1 + m_2 + m_3 + m_4 \\ B &= m_1 m_2 + m_1 m_3 + m_1 m_4 + m_2 m_3 + m_2 m_4 + m_3 m_4 \\ C &= m_1 m_2 m_3 + m_1 m_2 m_4 + m_1 m_3 m_4 + m_2 m_3 m_4 \\ D &= m_1 m_2 m_3 m_4 \end{aligned} \quad (9.6)$$

Die Resonanzfrequenzen des Filters berechnen sich aus den Gleichungen:

$$f_{15}^2 = \frac{2 f_1^2 f_2^2 (1+B+D)}{f_1^2 (2+B+\sqrt{B^2-4D}) + f_2^2 (B+2D+\sqrt{B^2-4D})} \quad (9.7)$$

$$f_{45}^2 = \frac{2 f_1^2 f_2^2 (1 + B + D)}{f_1^2 (2 + B + \sqrt{B^2 - 4D}) + f_2^2 (B + 2D - \sqrt{B^2 - 4D})} \quad (9.8)$$

$$f_{55}^2 = \frac{f_1^2 f_2^2 (A + C)}{f_1^2 A + f_2^2 C} \quad (9.9)$$

Aus (9.3) und (9.4) erhält man mit (9.5) für die Parallelkapazitäten C_{11} und C_{00} :

$$\begin{aligned} C_{11} &= \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \frac{f_1 f_2 f_{55}^2}{f_1^2 f_2^2 f_{45}^2} \cdot \frac{1}{-k} \\ C_{00} &= \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \frac{f_{15}^2 f_{45}^2}{f_1 f_2 f_{55}^2} \cdot b \end{aligned} \quad (9.10)$$

Nach dem Fosterschen Theorem lassen sich die Kapazitäten C_{22} , C_{44} , C_{33} , C_{55} relativ zu den Kapazitäten C_{00} und C_{11} ermitteln:

$$\begin{aligned} C_{22} &= C_{00} \frac{(f_1^2 - f_{15}^2)(f_{55}^2 - f_{25}^2)}{f_{25}^2 (f_{45}^2 - f_{25}^2)} \\ C_{44} &= C_{00} \frac{f_{45}^2 - f_{55}^2}{f_{44}^2 (f_{45}^2 - f_{25}^2)} \frac{(f_1^2 - f_{45}^2)}{(f_1^2 - f_{45}^2)} \\ C_{33} &= C_{11} \frac{(f_{25}^2 - f_1^2)(f_{45}^2 - f_1^2)}{f_1^2 (f_{55}^2 - f_1^2)} \\ C_{55} &= C_{11} \frac{(f_{55}^2 - f_{25}^2)(f_{45}^2 - f_{55}^2)}{f_{55}^2 (f_{55}^2 - f_1^2)} \end{aligned} \quad (9.11)$$

Für die Induktivitäten ergibt sich:

$$\begin{aligned} L_{22} &= \frac{1}{4\pi^2 f_{25}^2 C_{22}} & L_{44} &= \frac{1}{4\pi^2 f_{45}^2 C_{44}} \\ L_{33} &= \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_{33}} & L_{55} &= \frac{1}{4\pi^2 f_{55}^2 C_{55}} \end{aligned} \quad (9.12)$$

Die Brückenarme X_1 und X_2 (Elemente (9.10) bis (9.12)) werden den Äquivalenztransformationen Bild 91 unterworfen:

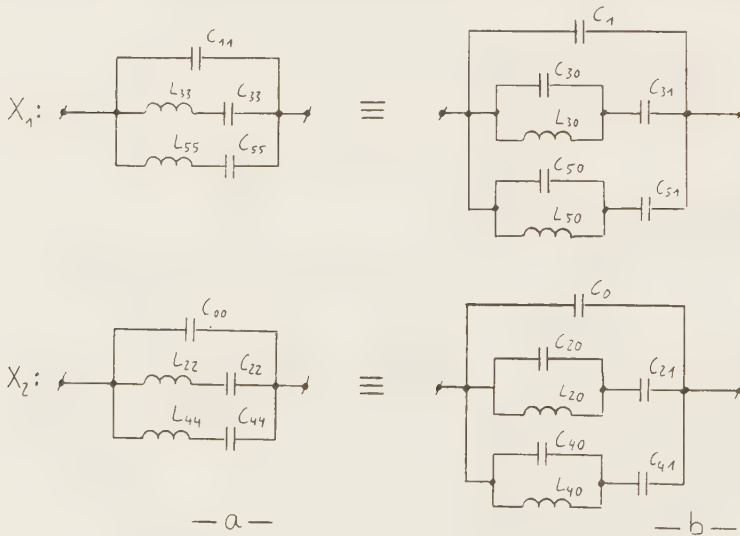


Bild 91. Äquivalenztransformationen
Zweige X_1 und X_2

Die Schaltungen Bild 91b besitzen gegenüber ihren Transformationsäquivalenten jeweils zwei Freiheitsgrade. Diese können dazu verwendet werden, die Induktivitäten L_{30} , L_{50} , L_{20} , L_{40} in einem günstigen Bereich vorzugeben.

Eine geeignete Wahl für ein 500 KHz - Filter ist nach [10]:

$$L_{30} = L_{50} = L_{20} = L_{40} = 200 \mu\text{H}$$

Nach einigen Umrechnungen ergeben sich für Bild 91 die folgenden Bauelementebeziehungen:

$$b_3 = \sqrt{\frac{L_{33}}{L_{30}}} \quad L_{30} \text{ vorgegeben}$$

$$b_5 = \sqrt{\frac{L_{55}}{L_{50}}} \quad L_{50} \text{ vorgegeben}$$

$$b_2 = \sqrt{\frac{L_{22}}{L_{20}}} \quad L_{20} \text{ vorgegeben}$$

$$b_4 = \sqrt{\frac{L_{44}}{L_{40}}} \quad L_{40} \text{ vorgegeben}$$

(9.13)

$$C_{33} = C_{22} b_3 (b_3 - 1) \quad (9.14)$$

$$C_{35} = C_{33} b_5 \quad (9.15)$$

$$C_{50} = C_{55} b_5 (b_5 - 1) \quad (9.16)$$

$$C_{54} = C_{55} b_5 \quad (9.17)$$

$$C_{11} = C_{11} - C_{33} (b_3 - 1) - C_{55} (b_5 - 1) \quad (9.18)$$

$$C_{20} = C_{22} b_2 (b_2 - 1) \quad (9.19)$$

$$C_{24} = C_{22} b_2 \quad (9.20)$$

$$C_{40} = C_{44} b_4 (b_4 - 1) \quad (9.21)$$

$$C_{44} = C_{44} b_4 \quad (9.22)$$

$$C_0 = C_{00} - C_{22} (b_2 - 1) - C_{44} (b_4 - 1) \quad (9.23)$$

Für die Berechnung des Filters werden zuerst die Elemente (9.10) bis (9.12) ermittelt. Die Abschlußwiderstände R werden so gewählt, daß die Kapazitäten C_{00} und C_{11} (9.10) um 100 pF liegen. Danach werden die Filterelemente aus den Ausgangselementen mit den Transformationen (9.13) bis (9.23) berechnet.

Die Schaltung des Filters zeigt Bild 92 .

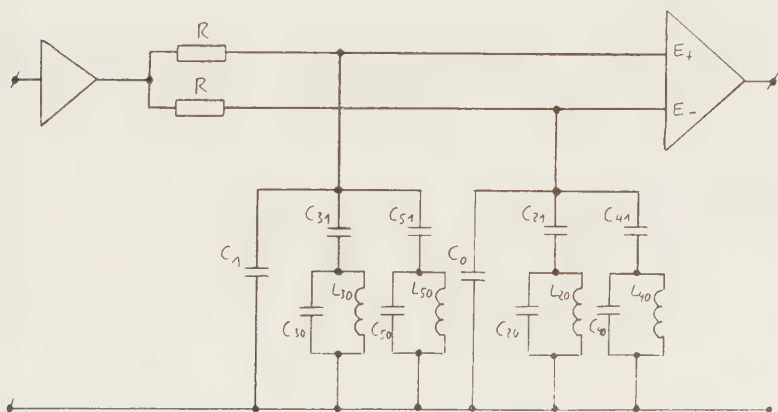


Bild 92. Filter 7

Die Daten des Filters Bild 92 sind:

$f_1 = 457,5 \text{ KHz}$	$f_2 = 467,5 \text{ KHz}$	$q_1 = 2$	$q_2 = -2$
$R = 3 \text{ K}\Omega$		$q_3 = 4$	$q_4 = -4$
$C_1 = 62,7 \text{ pF}$		$f_{25} = 458,812 \text{ KHz}$	
$C_0 = 67 \text{ pF}$		$f_{55} = 462,5 \text{ KHz}$	
$C_{10} = 578,7 \text{ pF}$		$f_{45} = 466,188 \text{ KHz}$	
$C_{31} = 26,4 \text{ pF}$			
$C_{50} = 563,7 \text{ pF}$			
$C_{5A} = 28,4 \text{ pF}$			
$C_{70} = 565,4 \text{ pF}$			
$C_{41} = 36,2 \text{ pF}$			
$C_{40} = 569,0 \text{ pF}$			
$C_{4A} = 13,7 \text{ pF}$			
$L_{30} = 200 \text{ }\mu\text{H}$		$Q_{30\text{min}} = 93$	
$L_{50} = 200 \text{ }\mu\text{H}$		$Q_{50\text{min}} = 126$	
$L_{70} = 200 \text{ }\mu\text{H}$		$Q_{70\text{min}} = 125$	
$L_{40} = 200 \text{ }\mu\text{H}$		$Q_{40\text{min}} = 356$	

Bild 93 zeigt den berechneten Dämpfungsverlauf des Filters mit Verlusten (alle Spulengüten $Q_i = 250$). Zusätzlich ist der theoretische verlustfreie Verlauf eingezeichnet. Obwohl die Mindestgüte von L_{40} über 250 liegt, weist der berechnete Verlauf mit Verlusten noch vertretbare Abrundungen im Durchlaßbereich auf.

Bild 94 zeigt den gemessenen Verlauf des Filters. Zusätzlich ist der berechnete Verlauf mit Verlusten nach Bild 93 eingezeichnet.

Das Filter läßt sich mit sehr geringem Arbeitsaufwand einstellen, da nach dem genauen Resonanzabgleich der Brückenzweige eventuelle Abweichungen ihrer Reaktanzniveaus durch Trimmung eines der Vorwiderstände R ausgeglichen werden können. Weiterhin entfallen sämtliche Störeinflüsse des Übertragers in Differentialbrücken nach Bild 14.

Vorhandene Streukapazitäten in den Brückenzweigen machen sich kaum bemerkbar, da alle Spulen, und die Mehrzahl der Kapazitäten einseitig auf Masse liegen.

Bild 93 . Filter 7

Berechneter Verlauf

I : Ohne Verluste

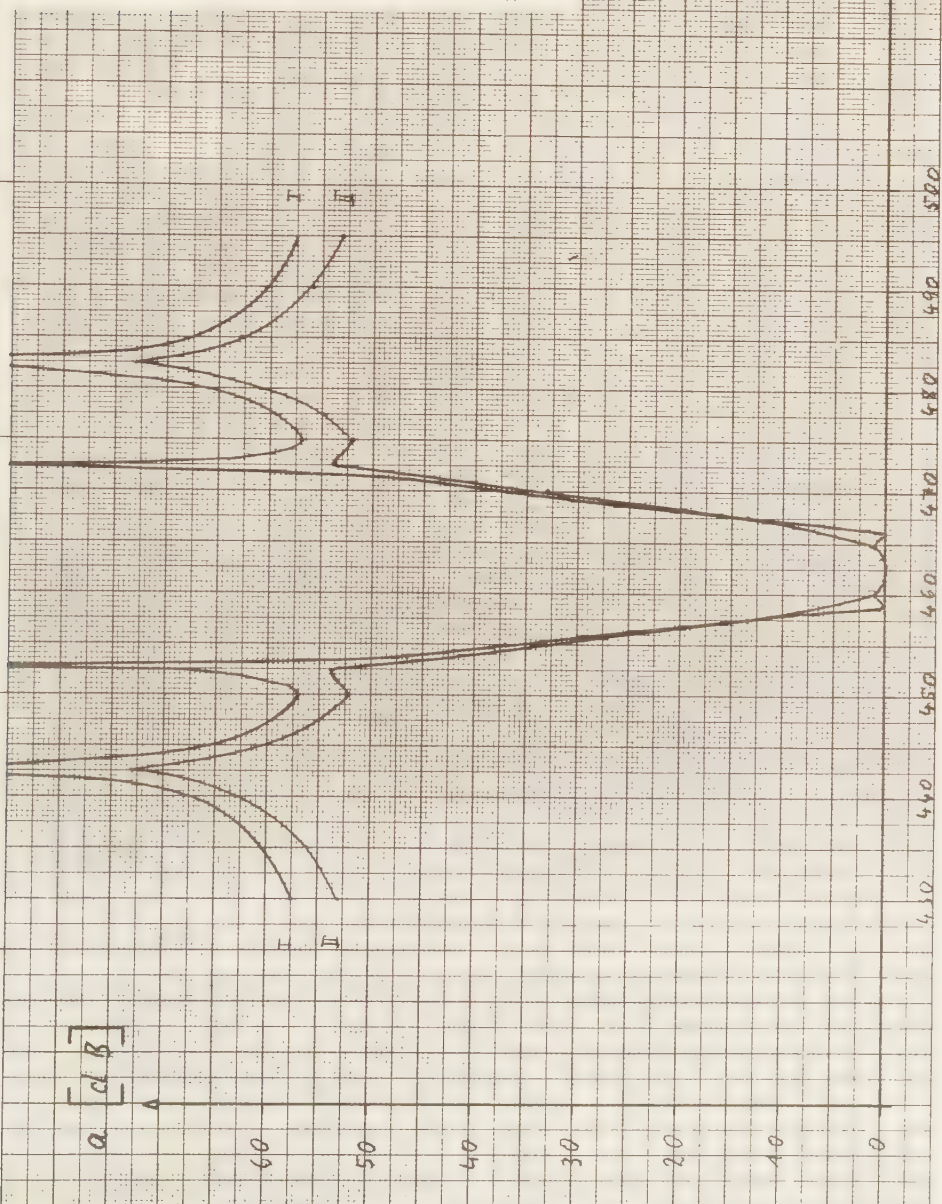
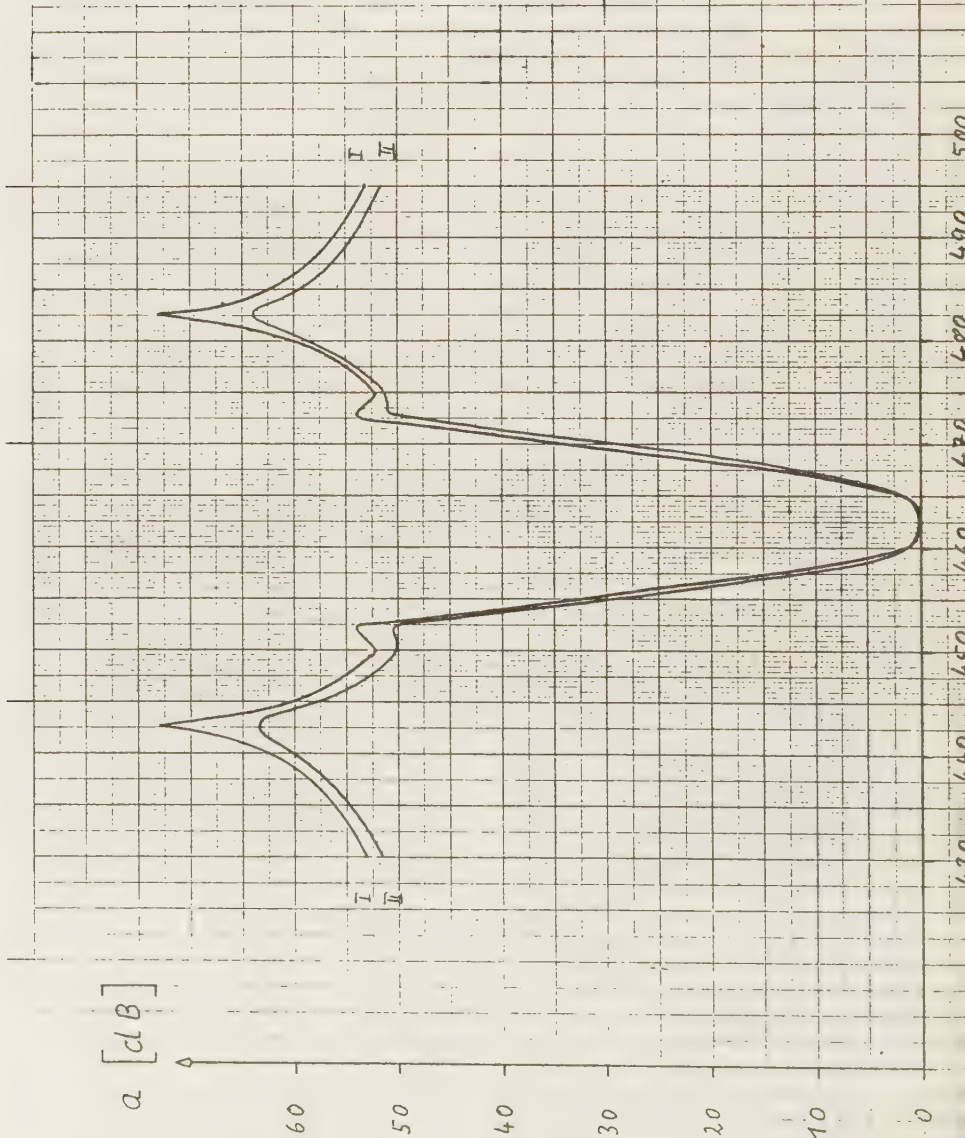
II: Mit Verlusten $Q_1 = 250$ 

Bild 94 . Filter 7

I : Berechneter Verlauf
mit Verlusten

II: Gemessener Verlauf



9. 2. Filter 8

Für dieses Filter werden die in [18] beschriebenen Gyratoren verwendet. Die Schaltung des Filters zeigt Bild 95.

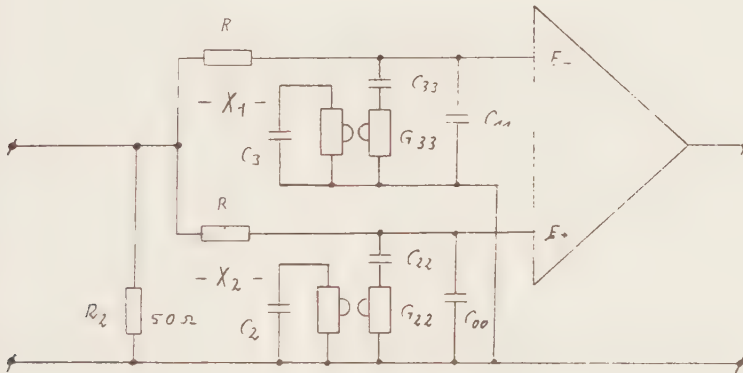


Bild 95 . Elektronische Filterbrücke mit Gy ratoren

Die Gy ratoren G_{22} und G_{33} bilden zwei erdgebundene Induktivitäten L_{22} und L_{33} nach. Für den Brückenweig X_1 wird dies in Bild 96 verdeutlicht.

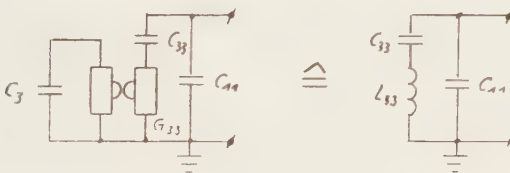


Bild 96 . Nachbildung der Induktivität L_{33}
mit einem Gy rator

Der Wert der Induktivität L_{33} ergibt sich nach [18] zu :

$$L_{33} = C_3 \cdot r_g^2 \quad (9.24)$$

Für den Brückenweig X_2 gilt analog :

$$L_{22} = C_2 \cdot r_g^2 \quad (9.25)$$

r_g ist der Gy rationswiderstand.

Zur Berechnung der Filterelemente wird auf die Gln. (9.1)

bis (9.12) mit $f_{45} = f_{4p} = f_{55} = f_{5p} = 0$

zurückgegriffen. Hierbei werden die Größen m_1 , m_2 gleich

Null gesetzt, somit wird - $A = m_1 + m_2$

$$B = m_1 \cdot m_2 \quad (9.26)$$

$$C = D = 0$$

Die Reaktanzanordnung des Filters ist die gleiche wie bei

Filter 3a, Bild 53. Die Zwischenfrequenz f_{25} berechnet

sich mit den genannten Bedingungen nach (9.9) zu:

$$f_{25}^2 = \frac{f_1^2 f_2^2 (1 + m_1 m_2)}{f_1^2 + f_2^2 m_1 m_2} \quad (9.27)$$

Aus (9.10) und (9.5) erhält man mit (9.26) für die Parallelkapazitäten C_{11} und C_{00} :

$$C_{11} = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \frac{f_1 f_2}{f_{25}^2} \cdot \frac{1}{k} \quad (9.28)$$

$$C_{00} = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \cdot \frac{f_{25}^2}{f_1 f_2} \cdot k \quad (9.29)$$

$$k = \frac{m_1 + m_2}{1 + m_1 m_2} \quad (9.30)$$

Für die Kapazitäten C_{22} und C_{33} ergibt sich:

$$C_{22} = C_{00} \frac{f_2^2 - f_{25}^2}{f_{25}^2} \quad (9.31)$$

$$C_{33} = C_{11} \frac{f_{25}^2 - f_1^2}{f_1^2} \quad (9.32)$$

Für die Induktivitäten L_{22} und L_{33} erhält man:

$$L_{22} = \frac{1}{4\pi^2 f_{25}^2 C_{22}} \quad (9.33)$$

$$L_{33} = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_{33}} \quad (9.34)$$

Für die Kapazitäten C_2 und C_3 ergibt sich nach (9.24) bzw. (9.25):

$$C_2 = \frac{1}{\gamma_2^2} \quad C_3 = \frac{1}{\gamma_3^2} \quad (9.35)$$

Der Gyrationwiderstand der verwendeten Gyratoren beträgt $r_g = 6,85 \text{ } \Omega$, ihre Güte liegt bei 60.

Das Filter wurde aufgebaut und durchgemessen. Seine Daten sind:

$$f_1 = 95 \text{ Hz} \quad f_2 = 105 \text{ Hz} \quad q_1 = -q_2 = 4$$

$$R = 10 \text{ } \Omega$$

$$C_{00} = 164,8 \text{ nF}$$

$$C_{11} = 154,4 \text{ nF}$$

$$C_{22} = 16,9 \text{ nF}$$

$$C_{33} = 16,7 \text{ nF}$$

$$L_{22} = 149,9 \text{ H}$$

$$C_2 = 3,194 \text{ } \mu\text{F}$$

$$L_{33} = 168,3 \text{ H}$$

$$C_3 = 3,586 \text{ } \mu\text{F}$$

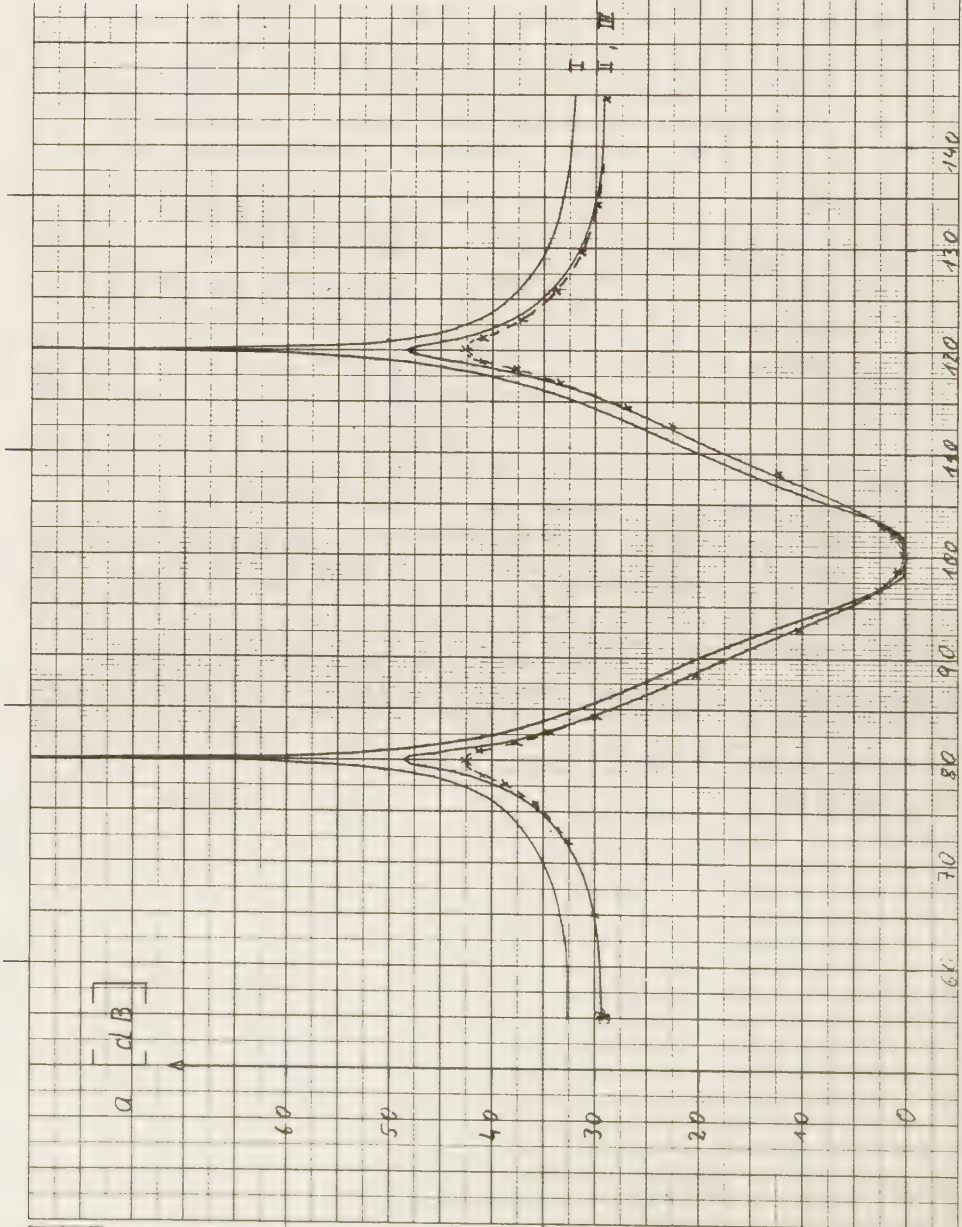
Der berechnete Dämpfungsverlauf des Filters mit und ohne Verluste ist in Bild 97 gezeigt, zusätzlich wurde der punktweise gemessene Verlauf eingezeichnet.

Bild 97 . Filter 8

I : Ohne Verluste

II : Mit Verlusten

III: Gemessener Verlauf



10. Aufbau der Meßapparatur

Zur Aufnahme des Dämpfungsverlaufes der Filter wird die Meßapparatur Bild 98 verwendet.

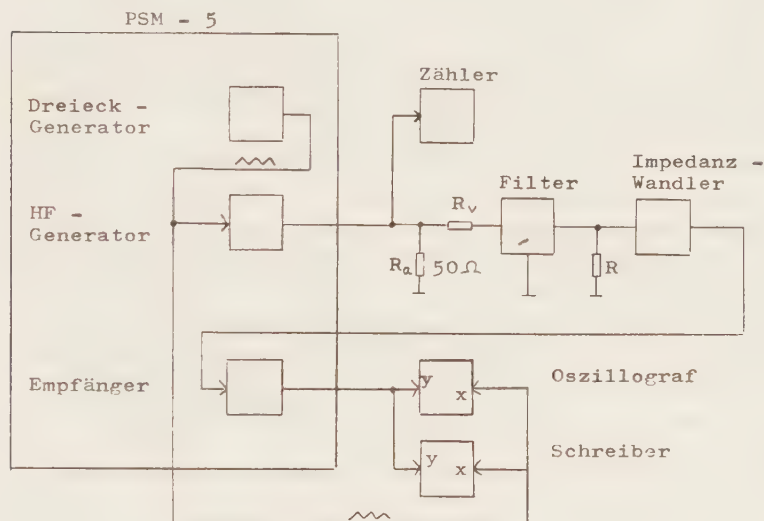


Bild 98. Meßapparatur

Der HF - Generator liefert eine Wechselspannung, deren Frequenz ungefähr in die Mitte des Filterdurchlaßbereiches gelegt wird. Der Dreiecksgenerator bewirkt eine periodische Schwankung dieser Frequenz und gleichzeitig eine proportionale X - Ablenkung des Oszillografen bzw. Schreibers. Die Spannung, die das Filter passiert und an R abfällt, steuert über Impedanzwandler und Empfänger die Y - Ablenkung des Oszillografen bzw. Schreibers. Wegen der synchronen X - Ablenkung wird somit die Frequenzabhängigkeit der HF - spannung, die das Filter passiert hat, d.h. dessen Dämpfungsverlauf auf den Bildschirm geschrieben. Der Zähler erlaubt, bei abgeschaltetem Dreiecksgenerator, die X - Achse genau in Frequenzen zu eichen.

Dreiecksgenerator, Hochfrequenzgenerator und Empfänger sind in dem Pegelmeßplatz PSM - 5 von Wandel & Goltermann vereinigt.

Das Filter darf nicht einfach zwischen HF - Generator und Empfänger geschaltet werden, da diese einen Ausgangs- bzw. Eingangswiderstand von 50 Ohm aufweisen. Diese niedrigen Widerstände würden als Filterabschlußwiderstände die Dämpfungskurve des Filters, dessen vorgeschriebene Abschlußwiderstände meistens im Kiloohm-Bereich liegen, bis zur Unbrauchbarkeit verfälschen.

Um die vorgeschriebenen Abschlußwiderstände für das Filter zu erreichen, werden Längswiderstand R_V und Impedanzwandler vor, bzw. hinter das Filter geschaltet.

Um senderseitige Anpassung zu erhalten, wird R_α zu 50 Ohm gewählt. Die Serienschaltung, also Summe der Widerstände R_α und R_V , bildet den eingangsseitigen Abschlußwiderstand des Filters. Da dieser im allgemeinen weit über 50 Ohm liegt, bekommt der Widerstand R_V seinen Wert.

Da auch der ausgangsseitige Abschlußwiderstand des Filters im allgemeinen sehr viel größer ist als der Empfängereingangswiderstand, wird das Filter mit seinem Abschlußwiderstand R abgeschlossen und ein Impedanzwandler zwischen Filter und Empfänger geschaltet.

11. Zusammenfassung

Unter den Möglichkeiten, mit $\tilde{\pi}$ -Gliedern eine gewöhnliche Filterbrücke zu erweitern, erweisen sich die beidseitige und die doppelte beidseitige Erweiterung mit ungleichseitig angeordneten Erweiterungsgliedern als brauchbar.

Eine mit $\tilde{\pi}$ -Gliedern erweiterte Brücke geht nach Stern - Dreieck - Transformation in eine mit T - Gliedern erweiterte Brücke über. Die einzelnen Zweige der resultierenden T - Glieder lassen sich mit Spulen und Kondensatoren direkt nicht herstellen.

Die beidseitige Erweiterung symmetrischer Brücken mit drei verschiedenen Zweigen führt auf symmetrische Brücken mit zwei Zweigen, wobei ein Zweig als unsymmetrischer Brückenzweipol mit allen Brücken- und Erweiterungselementen, der andere Zweig als einfache Serien - Parallelschaltung aller Erweiterungselemente und eines Brückengliedes vorliegt.

Es ergeben sich Schaltungen, die bei gleicher Filterwirkung nur die halbe Spulenzahl einer äquivalenten vollen Brücke benötigen. Sie kommen wie diese mit einem einfachen unabgestimmten Eingangsübertrager aus, der keine störende Veränderung der Filtereigenschaften verursacht. Die Polstellen der Filter unterliegen teilweise gewissen Bedingungen, können aber fast immer so gelegt werden, daß sich ein günstiger Selektionsverlauf ergibt. Bei Filter 1 werden die Bauelemente mit einem allgemeinen Näherungsverfahren berechnet. Die Startwerte für dieses Verfahren werden mit einer speziellen Rechnerprozedur genügend genau ermittelt. Die Bauelemente von Filter 2 lassen sich ohne Näherungsmethoden durch Transformationen der Elemente einer gegebenen Filterbrücke errechnen. Die Bauelemente von Filter 3 werden mit der für Filter 1 erarbeiteten Methode erhalten. Bei Filter 4 werden die Bauelemente mit einem speziellen, schnell konvergierenden Näherungsverfahren berechnet.

Die doppelte beidseitige Erweiterung mit π -Gliedern symmetrischer Brücken mit 3 Zweigen führt auf symmetrische Brücken mit 2 Zweigen, wobei ein Zweig als komplizierte Serien - Parallel-

schaltung aller Brücken- und Erweiterungselemente, der andere Zweig als einfache Serien - Parallelschaltung aller Erweiterungselemente und eines Brückengliedes vorliegt. Erweitert man eine symmetrische Brücke mit 2 Zweigen, dann vereinfacht sich die Struktur des einen resultierenden Zweiges erheblich, und das Filter läßt sich zusätzlich in fast allen Fällen als Differentialbrücke mit halber Bauelementeanzahl aufbauen. Da sich der Übertrager hier mitten in der Filterschaltung befindet, sind seine Einflüsse, die sich durch Veränderung der Polstellen und des Durchlaßbereiches bemerkbar machen, z.T. erheblich. Anhand der Filtergruppe 5 und 6 wird gezeigt, daß sich die Übertragereinflüsse bezüglich der Polstellen korrigieren lassen. Die durch die Korrektur zusätzlich verringerten Veränderungen des Durchlaßbereiches liegen in allen Fällen unter der verlustbedingten Verschlechterung, die bei Spulenfiltern auftritt. Die Erweiterung von symmetrischen Filtern mit Serien - Parallelkreisen (Filter 6c) zeigt, daß sich mit dieser Methode gute Filter herstellen lassen.

Ein großer Vorteil der erweiterten Filter liegt in ihrer leichten Abstimmbarkeit. Da als Erweiterungsglieder identische Anordnungen eingesetzt werden, können diese mit einer elektronischen Hilfsbrücke, die als Differentialbrücke völlig induktivitäts- und kapazitätsfrei arbeitet, vor Einbau in das Filter vorabgeglichen werden. Die zusammengeschalteten Filter benötigen dann nur wenig zusätzliche Abstimmarbeit zur Einstellung des gewünschten Selektionsverlaufes.

Die elektronische Differentialbrücke wird in zwei Filtern (Filter 7 und 8) als Filterbrücke eingesetzt. Sie liefert sowohl bei hohen, als auch bei sehr niedrigen Frequenzen ausgezeichnete Resultate. Auch bei der Verwendung als Filterbrücke verkürzt sie die Abgleicharbeit von Spulenfiltern beträchtlich, da sich die beiden wesentlichen Einstellungen - Resonanzabgleich der Brückenzweige und Anpassung ihrer Reaktanzniveaus - unabhängig voneinander durchführen lassen. Als Brückenelemente bei hohen Frequenzen werden Spulen und Kondensatoren, bei niedrigen Frequenzen Gyratoren und Kondensatoren eingesetzt.

12. Literaturverzeichnis

- [1] Herzog, W.: Symmetrische Vierpole.
NTZ 14 (1961) 10, S. 502 - 511
- [2] Herzog, W.: Siebschaltungen mit Schwingkristallen.
Verlag Vieweg & Sohn, Braunschweig 1962
- [3] Feldtkeller, R: Einführung in die Vierpoltheorie der
elektrischen Nachrichtentechnik.
Hirzel Verlag, Stuttgart 1962
- [4] Herzog, W.: siehe 2; S. 12
- [5] Tietze - Schenk: Halbleiter - Schaltungstechnik.
Springer Verlag, Berlin 1971
- [6] Bosse, G.: Einführung in die Synthese elektrischer
Siebschaltungen.
Hirzel Verlag, Stuttgart 1963
- [7] Zinke, O.: Widerstände, Kondensatoren, Spulen
und ihre Werkstoffe.
Springer Verlag, Berlin 1965
- [8] Siemens - Datenbuch,
Siferrit- und Sirufermaterial
- [9] Valvo - Handbuch Einzelteile II
- [10] Kebbel, U.: Vergleich der Ersatzschaltungen von
Schwingkristallen in ihrer Anwendung
in Filterschaltungen.
Diplomarbeit am Institut für Elektro-
technik der Universität Mainz, 1972
- [11] Zinke - Brunswig: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik I
Springer Verlag, Berlin 1973
- [12] Herzog, W.: siehe 2; S. 160
- [13] Herzog, W.: siehe 2; S. 84
- [14] Herzog, W.: siehe 2; S. 303
- [15] Herzog, W.: siehe 2; S. 70
- [16] Herzog, W.: siehe 2; S. 126
- [17] Herzog, W.: Die Brücke als Filterelement
Bulletin SEV 12 (1968)
- [18] Stelzer, E.: Gyratoren und ihre Anwendung in Filtern
des Niederfrequenzbereiches.
Diplomarbeit am Institut für Elektro-
technik der Universität Mainz, 1974

Meinem verehrten Lehrer Prof. Dr. Dr. W. Herzog
danke ich für die interessante Themenstellung
und für die Betreuung bei der Durchführung
dieser Arbeit.

Lebenslauf

Am 29.3.1942 wurde ich, Ulrich Kebbel, als Sohn des Physikers Dr. Werner Kebbel und seiner Ehefrau Senta Kebbel in Berlin geboren.

1948 wurde ich in Erlangen eingeschult und bestand 1962 am Städt. Realgymnasium das Abitur.

1963 immatrikulierte ich mich an der Johannes Gutenberg-Universität zu Mainz und begann mit dem Studium der Physik.

1967 legte ich das Vordiplom ab, 1972 erhielt ich das Hauptdiplom.

Von 1972 bis 1974 erhielt ich das Graduierten-Stipendium zur Erarbeitung meiner Dissertation.

Seit 1975 arbeite ich als wiss. Angestellter am Institut für Angewandte Physiologie der Universitätskliniken Köln.

